



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
E DE COMPUTAÇÃO



Desenvolvimento de Antenas de Microfita e Antenas DRA Broadband/Ultra Wideband para Sistemas de Comunicação Sem Fio Utilizando Pós Cerâmicos Nanoestruturados

Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D' Assunção

Co-orientador: Prof. Dr. João Bosco Lucena de Oliveira

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Número de ordem PPgEE: D66
Natal - RN, Setembro de 2011

Divisão de Serviços Técnicos

Catálogo da publicação na fonte. UFRN / Biblioteca Setorial de Engenharia
Mecânica

Oliveira, Elder Eldervitch Carneiro de.

Desenvolvimento de Antenas de Microfita e Antenas DRA Broadband/Ultra Wideband para Sistemas de Comunicação Sem Fio Utilizando Pós Cerâmicos Nanoestruturados / Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira - Natal, RN, 2011
236 p.

Orientador: Adaildo Gomes D' Assunção

Co-orientador: João Bosco Lucena de Oliveira

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Antenas de Microfita - Tese. 2. Antena DRA - Tese. 3. Pós cerâmicos - Tese. 4. Síntese química - Tese. 5. Modelagem neural - Tese. I. D' Assunção, Adaildo Gomes. II. Oliveira, João Bosco Lucena de. III. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. IV. Título.

RN/UF/BSEEM

CDU 621.396.67

Desenvolvimento de Antenas de Microfitas e Antenas DRA Broadband/Ultra Wideband para Sistemas de Comunicação Sem Fio Utilizando Pós Cerâmicos Nanoestruturados

Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira

Tese de Doutorado aprovada em 2 de setembro de 2011 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Adaildo Gomes D' Assunção (orientador) DCO/UFRN

Prof. Dr. João Bosco Lucena de Oliveira (co-orientador) DQ/UFRN

Prof. Dr. Ronaldo de Andrade Martins (Examinador interno) DCO/UFRN

Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Examinador externo) DES/UFPE

Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva (Examinador externo) IFPB

Profa. Dra. Lucianna da Gama Fernandes Vieira (Examinador externo) UFCCG

*A meu pai, Elder (in memoriam) e
familiares.*

*"Os ideais que iluminam o meu
caminho são a humildade, respeito,
bondade, honestidade e a verdade".
Elder Eldervitch*

*"Jamais considere seus estudos
como uma obrigação, mas como
uma oportunidade invejável (...)
para aprender a conhecer a
influência libertadora da beleza do
reino do Espírito, para seu próprio
prazer pessoal e para proveito da
comunidade à qual seu futuro
trabalho pertencer".
Albert Einstein*

Agradecimentos

A Deus, por me mostrar dia a dia o caminho certo e por me fazer uma pessoa melhor a cada dia.

Agradeço em especial aos professores Adaildo e João Bosco pela amizade e pela orientação ao longo de todo esse trabalho.

Agradeço ao professor Ronaldo Martins, por toda ajuda na caracterização experimental deste trabalho.

Agradeço ao professor Ranilson Carneiro (DFTE), por seus conselhos e amizade.

Agradeço aos professores da Escola de Ciências e Tecnologia, com os quais trabalhei um longo tempo.

Agradeço a todos os funcionários do PPGEEC.

Agradeço a professora Lucianna (UFCG) e suas alunas Maria Aparecida e Laédna Souto, pela amizade e ajuda no desenvolver em parte deste trabalho.

Agradeço aos meus grandes amigos e companheiros de luta: Alciney, Ulisandra, Eves, Saulo, Mauricio, Marcelo Vieira, Alberto, Fernando Portela, Paulo Yvens, Rodolfo (DFTE).

Agradeço a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

À minha família pelo apoio e incentivo durante esta jornada.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	xviii
Lista de Símbolos	xx
Lista de Siglas e Acrônimos	xxiii
Resumo	xxiv
1 Introdução	1
1.1 Organização do texto	3
2 Antenas em Microfita e Antenas DRA	4
2.1 Antenas de Microfita	4
2.1.1 Técnicas de excitação de uma antena <i>patch</i> em microfita	6
2.1.2 Técnicas de análise de antenas <i>patches</i>	8
2.1.3 Parâmetros de Espalhamento	11
2.2 Antenas Ressonadoras Dielétricas (DRA)	13
2.2.1 Técnicas de excitação de uma antena DRA	16
2.2.2 Frequência de ressonância de uma DRA retangular e cilíndrica	18
2.2.3 Fator de Qualidade de uma DRA Retangular	22
2.2.4 Fator de Qualidade de uma DRA Cilíndrica	24
3 Métodos de Sínteses e Caracterizações	25
3.1 Método da Reação por Combustão	25
3.2 Método da Reação dos Precursores Poliméricos	27
3.3 Caracterização por Difração de Raios X (DRX)	28
3.3.1 A Lei de Bragg	30

3.3.2	O Difratorômetro	32
3.4	Refinamento de Raios X pelo Método Rietveld	32
3.5	Microscopia Eletrônica de Varredura	33
3.6	Preparação dos Pós Nanométricos	34
3.6.1	Preparação dos Pós por Reação de Pechini	34
3.6.2	Preparação dos Pós por Reação de Combustão	34
3.6.3	Preparação dos Pós por Mistura de Óxidos	37
3.7	Caracterização por DRX, Rietveld e MEV	40
3.7.1	Curvas de Magnetização	50
3.8	Preparação das Pastilhas e Cilindros Dielétricos	52
4	Redes Neurais Artificiais	56
4.1	Introdução	56
4.2	Arquitetura de uma RNA	58
4.2.1	Rede <i>Feedforward</i> (FNN) em Camada Única	59
4.2.2	Rede <i>Feedforward</i> (FNN) Distribuída em Múltiplas Camadas	59
4.2.3	Redes Recorrentes	59
4.3	Aprendizado Supervisionado	60
4.4	Modelo Não-Linear de um Neurônio Artificial	61
4.5	Rede Perceptrons de Múltiplas Camadas	62
4.5.1	Treinamento da Rede MLP	63
4.5.2	Algoritmo <i>Backpropagation</i>	66
4.5.3	Algoritmo <i>Resilient Backpropagation</i> - RPROP	68
5	Resultados e Estruturas das Antenas Propostas	70
5.1	Introdução	70
5.2	Análise FDTD dos Meios Dielétricos	70
5.2.1	Reflexão em uma Parede Metálica	71
5.2.2	Propagação em Meios Não Homogêneos	71
5.3	Resultados e Estruturas das Antenas <i>Patches</i> Propostas	74
5.3.1	Resultados para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Bário	76
5.3.2	Resultados para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Cálcio	80
5.3.3	Resultados para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zinco	80
5.3.4	Resultados para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zinônia	82
5.4	Resultados e Estruturas das Antenas DRA Propostas	87
5.4.1	Resultado para a Antena DRA Cilíndrica de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$	93

5.4.2	Resultado para a Antena DRA em Forma de disco de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$	100
5.4.3	Resultado para a Antena DRA Cilíndrica de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	108
5.4.4	Resultado para a Antena DRA de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ em forma de disco	115
5.4.5	Resultado para a Antena DRA retangular de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	120
5.4.6	Resultado para a Antena DRA cilíndrica de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	127
5.4.7	Resultado para a Antena DRA em forma de disco de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	134
5.4.8	Resultado para a Antena DRA retangular de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	142
5.4.9	Resultado para a Antena DRA cilíndrica de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	147
5.4.10	Resultado para a Antena DRA em Forma de disco de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	154
5.4.11	Resultado para a Antena DRA retangular de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	159
5.4.12	Resultado para a Antena DRA retangular Ferrita de Níquel ($NiFe_2O_4$)	166
5.4.13	Resultado para a Antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$)	173
6	Modelagem Utilizando Redes Neurais Artificiais	181
6.1	Introdução	181
6.2	Modelos Neurais de Antenas DRA Cilíndricas	181
6.2.1	Modelagem Neural da Frequência de Ressonância para os Modos Ressonantes TE_{01} , HEM_{11} e TM_{01}	182
6.2.2	Modelagem Neural do Fator de Qualidade para os Modos TE_{01} , HEM_{11} e TM_{01}	182
6.3	Modelos Neurais de Antenas DRA Retangulares	186
6.3.1	Modelagem Neural da Frequência de Ressonância de uma DRA Retangular	187
6.3.2	Modelagem Neural do Fator de Qualidade	187
7	Conclusões	192

Lista de Figuras

2.1	Antena <i>patch</i> em microfita.	5
2.2	Formas geométricas assumidas pelo <i>patch</i> irradiante.	6
2.3	Antena <i>patch</i> excitada por linha de microfita.	7
2.4	Antena de microfita excitada por ponta de prova coaxial.	8
2.5	Antena de microfita excitada por acoplamento por abertura.	9
2.6	Representação da formulação de uma matriz de espalhamento.	12
2.7	Modo TE_{01} : (a) Campo E e (b) Campo H.	14
2.8	Modo TM_{01} : (a) Campo E e (b) Campo H.	15
2.9	Antena DRA excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista lateral.	15
2.10	Diferentes formas geométricas de um DRA.	16
2.11	Excitação por acoplamento por abertura: (a) vista superior e (b) vista lateral.	17
2.12	Excitação por CPW: (a) vista superior e (b) vista lateral.	17
2.13	Excitação por ponta de prova coaxial.	18
2.14	DRA retangular.	19
2.15	Esquemático da distribuição de campo dentro de um DRA retangular.	21
2.16	Distribuição de campo para uma DRA cilíndrica.	23
3.1	Reação química de quelatação do ácido cítrico.	28
3.2	Reações químicas de esterificação e poliesterificação.	29
3.3	Estruturas tipo: (a) Perovskita e (b) Espinélio [42].	31
3.4	Feixes de raio X incidindo sobre uma estrutura cristalina.	31
3.5	Esquemático de um difratômetro de raios X [42].	32
3.6	Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Zircônia obtida pelo método Pechini.	35
3.7	Fluxograma para a obtenção e caracterização da Ferrita de Níquel obtida pelo método Pechini.	36
3.8	Fluxograma para a obtenção e caracterização da ferrita de Níquel-Zinco.	38
3.9	Síntese da Ferrita de Níquel-Zinco por combustão: (a) início da reação e (b) parte final da reação.	39

3.10 Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Bário pelo método de mistura de óxidos.	41
3.11 Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Cálcio pelo método de mistura de óxidos.	42
3.12 Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Zinco pelo método de mistura de óxidos.	43
3.13 Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$	44
3.14 MEV do $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$ calcinado a 600°C por 1 h pelo método Pechini.	44
3.15 Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $NiFe_2O_4$	45
3.16 MEV da Ferrita de Níquel ($NiFe_2O_4$) calcinada a 700°C por 1 h pelo método Pechini.	46
3.17 Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$	47
3.18 MEV da Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$) calcinada a 600°C por 1 h pelo método da reação por combustão.	47
3.19 Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.	48
3.20 MEV do Titanato de Bário ($Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.	48
3.21 Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.	49
3.22 MEV do Titanato de Cálcio ($Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.	49
3.23 MEV do Titanato de Zinco ($Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.	50
3.24 Curva de histerese das Ferritas de $NiFe_2O_4$ e $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$	51
3.25 (a) Alguns reagentes utilizados nas reações de sínteses química, (b) Pó cerâmico na sua forma nanométrica, (c) Peneira com mesh 325 utilizada após a fase de maceração manual do pó, (d) Prensa hidráulica utilizada na prensagem dos pós, (e) Pastilha cerâmica após prensagem a 110 MPa e (f) Sinterização a 1100°C por 2 horas em atmosfera ambiente.	53

3.26	Setup utilizado nas caracterizações elétricas e magnéticas das pastilhas cerâmicas: (a) Pastilhas antes das medições e (b) Pastilhas no guia de ondas.	54
4.1	Rede FNN: (a) com duas camadas e (b) com três camadas, sendo uma camada oculta de neurônios.	59
4.2	Rede recorrente sem neurônios ocultos.	60
4.3	Metodologia por aprendizado supervisionado.	61
4.4	Modelo de um neurônio artificial.	62
4.5	Propagação e retropropagação dos sinais.	64
4.6	Rede MLP com três camadas.	65
4.7	Função de ativação sigmóide com diferentes inclinações.	65
5.1	Componente de campo elétrico (V/m) de um pulso Gaussiano incidindo em uma parede metálica.	72
5.2	Componente de campo magnético (A/m) de um pulso Gaussiano incidindo em uma parede metálica.	73
5.3	Onda senoidal incidindo sobre diferentes meios dielétricos: (a) poliestireno, (b) fibra de vidro e (c) RT-duroid 5880.	75
5.4	Substrato dielétrico cerâmico: (a) sem plano terra e (b) com plano terra.	76
5.5	Antena <i>patch</i> em microfitas com substrato cerâmico circular: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	76
5.6	Antenas <i>patches</i> construídas com substratos de: (a) Titanato de Bário, (b) Titanato de Cálcio, (c) Titanato de Zinco e (d) Titanato de Zircônia.	77
5.7	Perda de retorno para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Bário.	78
5.8	Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Bário.	79
5.9	Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Bário.	79
5.10	Perda de retorno para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Cálcio.	80
5.11	Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Cálcio.	81
5.12	Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Cálcio.	81
5.13	Perda de retorno para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zinco.	82
5.14	Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zinco.	83

5.15	Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zinco.	83
5.16	Perda de retorno para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zircônia. .	84
5.17	Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zircônia.	85
5.18	Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena <i>patch</i> retangular de Titanato de Zircônia.	85
5.19	Perda de retorno medida para as antenas analisadas.	86
5.20	Diagramas de radiação 2D (plano H) das antenas <i>patches</i> propostas, comparado a antena A0.	87
5.21	Estruturas utilizadas na excitação dos ressoadores dielétricos propostos. .	88
5.22	Antenas DRA construídas: (a) DRA cilíndrica excitada por linha de microfita, (b) DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura, (c) DRA retangular excitada por linha de microfita, (d) DRA retangular excitada por acoplamento por abertura, (e) Pastilha DRA excitada por linha de microfita e (f) Pastilha DRA excitada por acoplamento por abertura. . .	89
5.23	Antena DRA cilíndrica excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	90
5.24	Antena DRA em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	90
5.25	Antena DRA retangular excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	90
5.26	Antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	91
5.27	Antena DRA em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	91
5.28	Antena DRA retangular excitada por acoplamento por abertura: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	91
5.29	Antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento indutivo: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	92
5.30	Antena DRA em forma de disco excitada por acoplamento indutivo: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	92
5.31	Antena DRA retangular excitada por acoplamento indutivo: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.	92
5.32	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita para várias distâncias (em mm) de <i>offset</i> (x). .	94

5.33	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita com $x=26,5$ mm.	95
5.34	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita.	95
5.35	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	96
5.36	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura.	96
5.37	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura.	97
5.38	Diagrama de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	97
5.39	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	98
5.40	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo com $x=24,5$ mm.	99
5.41	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo.	99
5.42	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	100
5.43	Perda de retorno medida da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	101
5.44	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	102
5.45	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita.	103
5.46	Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	103
5.47	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.	104
5.48	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.	105

5.49	Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	105
5.50	Perda de retorno da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i> . .	106
5.51	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento indutivo com $x=26,5$ mm.	106
5.52	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.	107
5.53	Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	107
5.54	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i> (x).	109
5.55	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	109
5.56	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita.	110
5.57	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	110
5.58	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.	111
5.59	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.	112
5.60	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	112
5.61	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	113
5.62	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo com $x=28,5$ mm.	113
5.63	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo.	114

5.64	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	114
5.65	Perda de retorno medida da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i> . . .	116
5.66	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	117
5.67	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita.	117
5.68	Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	118
5.69	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.	118
5.70	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.	119
5.71	Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	119
5.72	Perda de retorno da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	120
5.73	Perda de retorno medida e simulada para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo com $x=28,5$ mm.	121
5.74	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.	122
5.75	Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	122
5.76	Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	123
5.77	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	123
5.78	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita.	124

5.79	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	124
5.80	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.	125
5.81	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.	126
5.82	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	126
5.83	Perda de retorno da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	127
5.84	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo com $x=20,5$ mm.	128
5.85	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo.	129
5.86	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	129
5.87	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	130
5.88	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	130
5.89	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita.	131
5.90	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	131
5.91	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por abertura.	132
5.92	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por abertura.	133
5.93	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	133

5.94	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento indutivo.	134
5.95	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento indutivo.	135
5.96	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	135
5.97	Perda de retorno medida da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i> . . .	137
5.98	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	137
5.99	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita.	138
5.100	Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	138
5.101	Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.	139
5.102	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.	139
5.103	Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	140
5.104	Perda de retorno medida e simulada para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.	141
5.105	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.	141
5.106	Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	142
5.107	Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	143
5.108	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita com $x=26,5$ mm.	143
5.109	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita.	144

5.110	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	144
5.111	Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	145
5.112	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo.	146
5.113	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo.	146
5.114	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	147
5.115	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	148
5.116	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	149
5.117	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita.	149
5.118	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	150
5.119	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.	150
5.120	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.	151
5.121	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	151
5.122	Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	152
5.123	Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=28,5$ mm.	153
5.124	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo.	153

5.125	Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	154
5.126	Perda de retorno medida para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	155
5.127	Perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	156
5.128	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita.	156
5.129	Diagramas de radiação da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	157
5.130	Resultado de perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.	157
5.131	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.	158
5.132	Diagramas de radiação da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	158
5.133	Perda de retorno medida para a antena DRA de Titanato de Zinco em forma de disco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	159
5.134	Resultado de perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo para $x=20,5$ mm.	160
5.135	Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zinco em forma de disco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo.	160
5.136	Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Zinco em forma de disco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	161
5.137	Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	162
5.138	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.	163

5.139	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita.	163
5.140	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	164
5.141	Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	164
5.142	Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=28,5$ mm.	165
5.143	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo.	165
5.144	Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	166
5.145	Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	167
5.146	Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita com $x=24,5$ mm.	168
5.147	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita.	168
5.148	Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	169
5.149	Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por acoplamento por abertura.	169
5.150	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por acoplamento por abertura.	170
5.151	Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	170
5.152	Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	171
5.153	Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=24,5$ mm.	172

5.154	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo.	172
5.155	Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	173
5.156	Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de <i>offset</i>	174
5.157	Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita com $x=26,5$ mm.	175
5.158	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita.	175
5.159	Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	176
5.160	Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por acoplamento por abertura.	176
5.161	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por acoplamento por abertura.	177
5.162	Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	177
5.163	Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de <i>offset</i>	178
5.164	Perda de retorno medida e simulada para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=28,5$ mm.	179
5.165	Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo. . . .	179
5.166	Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.	180
6.1	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem da frequência de ressonância do modo TE_{01}	183

6.2	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem da frequência de ressonância do modo HEM_{11}	183
6.3	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem da frequência de ressonância do modo TM_{01}	184
6.4	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 80$) para a modelagem do fator de qualidade do modo TE_{01}	185
6.5	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 80$) para a modelagem do fator de qualidade do modo HEM_{11}	185
6.6	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem do fator de qualidade do modo TM_{01}	186
6.7	Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento (curva de $L_r = d$) para a frequência de ressonância do DRA retangular.	188
6.8	Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = 0,5d$	189
6.9	Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = d$	189
6.10	Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = 2d$	190
6.11	Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = 4d$	190

Lista de Tabelas

3.1	Reagentes químicos utilizados nas sínteses dos pós pelo método Pechini. .	34
3.2	Reagentes químicos utilizados na síntese dos pós de $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ pelo método da reação por combustão.	37
3.3	Reagentes químicos utilizados nas sínteses dos pós pelo método de mistura de óxidos.	40
3.4	Propriedades magnéticas para as Ferritas.	51
3.5	Parâmetros elétricos e magnéticos das pastilhas cerâmicas a base de Titanatos.	52
3.6	Parâmetros elétricos e magnéticos das pastilhas cerâmicas a base de Ferritas. .	55
4.1	Funções de ativação comumente utilizadas.	63
5.1	Dimensões das antenas <i>patches propostas</i>	78
5.2	Resultados simulados e medidos para as antenas <i>patches propostas</i>	84
5.3	Resultado simulado e medido para a antena <i>patch</i> de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$ proposta.	86
5.4	Dimensões da placa FR4 utilizada.	88
5.5	Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Zircônia.	88
5.6	Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Bário.	93
5.7	Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Cálcio.	93
5.8	Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Zinco.	93
5.9	Dimensões das pastilhas a base de Ferritas.	94
5.10	Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia.	100
5.11	Resultados simulados e medidos para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco.	104
5.12	Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário.	115
5.13	Resultados simulados e medidos para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco.	125

5.14	Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Bário.	132
5.15	Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio.	136
5.16	Resultados simulados e medidos para a antena DRA Titanato de Cálcio em forma de disco.	140
5.17	Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio.	147
5.18	Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco.	154
5.19	Resultados simulados e medidos para a antena DRA Titanato de Zinco em forma de disco.	161
5.20	Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco.	166
5.21	Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel.	173
5.22	Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco.	180
6.1	Erro médio quadrático na modelagem das DRA cilíndricas.	186
6.2	Erro médio quadrático na modelagem da DRA retangular.	188

Lista de Símbolos

a	Raio do cilindro dielétricos
A	Referente a Ampere
α	Termo de momento
b	Bias
c	Velocidade da luz no espaço livre
C	Constante arbitrária
d	Espessura do ressoador dielétrico
D	Diâmetro do ressoador dielétrico
$d1$	Distância interplanar
$d[n]$	Resposta desejada
Δ, Δ_{ij}	Valores de ajuste
ΔL	Comprimento <i>Fringing</i>
$e[n]$	Erro entre a resposta desejada e a saída da rede
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
ϵ_r	Permissividade elétrica das pastilhas e/ou cilindro dielétrico
ϵ_s	Permissividade elétrica relativa do substrato fibra de vidro
ϵ_{ref}	Permissividade elétrica relativa efetiva
η	Taxas de aprendizado global
η^+, η^-	Constantes: 1,2 e 0,5 respectivamente
E_x, E_y, E_z	Componentes de campo elétrico em coordenadas retangulares
E_r, E_ϕ, E_z	Componentes de campo elétrico em coordenadas cilíndricas
$E[n]$	Energia total do erro
F_R	Frequência de ressonância
F_n	Frequência normalizada
ϕ_j' e ϕ_k'	Derivadas de primeira ordem das funções de ativação
ϕ	Função de ativação
G_1	Condutância da abertura radiante
G_{12}	Condutância mútua entre aberturas
γ	Constante de propagação

h	Espessura do substrato dielétrico
HC	Campo coercitivo
H_x, H_y, H_z	Componentes de campo magnético em coordenadas retangulares
H_r, H_ϕ, H_z	Componentes de campo magnético em coordenadas cilíndricas
i, j	Índices
$J_0(\beta_r), J_1(\beta_r)$	Funções de Bessel de primeira espécie
k_0	Número de onda
L_s	Comprimento do <i>slot</i>
L	Comprimento do <i>patch</i> irradiante
L_0	Comprimento da linha de alimentação
L_r	Comprimento do DRA retangular
L_g	Comprimento do plano terra
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
λ_g	Comprimento de onda guiado
MS	Magnetização de saturação
MR	Magnetização remanescente
N	Número total de exemplos de treinamento
N_i	Número de entradas da rede
N_h	Número de unidades ocultas
N_s	Número de saídas da rede
∇	Operador nabla
$P1, P2$	Coefficientes estequiométricos
P_m	Momento de dipolo magnético
P_{rad}	Potência radiada no DRA
π	Constante: 3,1415...
Ψ	Razão equivalente
Ψ_e	Coefficiente estequiométrico dos elementos
Ψ_m	Razão de mistura
Q	Fator de qualidade do DRA cilíndrico e/ou retangular
Q_e	Fator de qualidade normalizado
R_{in}	Resistência de entrada
s	Comprimento do <i>stub</i>
S	Parâmetro de espalhamento
t	Época de treinamento
TE	Transversal elétrico
TM	Transversal magnético

$\tan\delta_e$	Tangente de perda elétrica
$\tan\delta_m$	Tangente de perda magnética
θ	Ângulo de Bragg
V	Referente a Volt
v	Velocidade de propagação em um meio dielétrico
x	Distância de <i>offset</i>
X_0	Espessura do <i>inset-fed</i>
x_i	Entrada da rede neural
\hat{x}	Vetor unitário
$X[n]$	Sinal de entrada da rede
$y[n]$	Saída da rede neural
y_j	Saída da camada oculta
y_0	Comprimento do <i>inset-fed</i>
w_{kj}	Peso sináptico da camada de saída da rede
w_{ji}	Peso sináptico entre o neurônio i e o neurônio j
w_s	Largura do <i>slot</i>
W	Largura do <i>patch</i> irradiante
W_e	Energia armazenada no DRA
W_0	Espessura da linha de alimentação
W_r	Largura do DRA retangular
W_s	Largura do Slot
W_g	Largura do plano terra
Z_0	Impedância
χ_{11}	Primeiro zero da equação $\zeta_1(x) = 0$

Lista de Siglas e Acrônimos

3G	Terceira geração
BW	Largura de banda
DRA	Antena ressoador dielétrico
DR	Ressorador dielétrico
DRX	Caracterização por difração de raios X
EM-ANN	<i>Electromagnetic - Artificial Neural Network</i>
FDTD	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FEM	Método do elemento finito
FNN	<i>Feedforward Neural Network</i>
HEM	Modo híbrido
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
ISM	<i>Instrumentation, Scientific and Medical</i>
MEV	Microscopia eletrônica de varredura
M^{2+}	Cátion divalente
MLP	<i>Multilayer Perceptron</i>
MMIC	Circuito integrado micro-ondas monolítico
MNM	Modelo de rede multiporta
MoM	Método dos momentos
MSE	Erro médio quadrático
net	Potencial de ativação
RBF	Redes de funções de base radial
RNA	Redes Neurais Artificiais
RPROP	<i>Resilient Backpropagation</i>
S11	Perda de retorno
SMA	Referente ao conector utilizado nas medições (<i>SubMiniature version A</i>)
SFNN	Redes de funções sample
TLM	Modelo da linha de transmissão
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
VSWR	Coefficiente de onda estacionária

Resumo

A busca por dispositivos cada vez menores e sem perda de desempenho vem sendo cada dia mais investigada pelos pesquisadores da área envolvendo eletromagnetismo aplicado. Antenas utilizando materiais cerâmicos com uma alta constante dielétrica, sejam elas atuando como substrato do elemento *patch* radiante ou como sendo o próprio elemento radiante estão em evidência nas pesquisas atuais, isso devido às inúmeras vantagens que apresentam, tais como: baixo perfil, capacidade de redução de suas dimensões (quando comparado a outros dispositivos), alta eficiência de radiação, adequabilidade a faixa de micro-ondas e/ou ondas milimétricas, baixo coeficiente de temperatura e baixo custo.

A razão para essa alta eficiência é que as perdas dielétricas das cerâmicas são muito baixas, quando comparadas às dos materiais comercialmente usados em placas de circuito impresso, tais como: fibra de vidro e fenolite. Essas características tornam os dispositivos cerâmicos adequados para operar na faixa de micro-ondas. Aliando o projeto de antenas *patch* e/ou antenas ressoadoras dielétricas (DRA) ao uso de certos materiais e ao método de síntese desses pós na fabricação dos dispositivos, é possível escolher um material com uma determinada constante dielétrica para o projeto de uma antena com o tamanho desejado.

O objetivo principal deste trabalho consiste no projeto de antenas *patches* e antenas DRA sob síntese de pós cerâmicos (síntese por combustão e por precursores poliméricos - método Pechini) nanoestruturados para aplicações na faixa de micro-ondas. O método convencional de mistura de óxidos também foi utilizado na obtenção de pós nanométricos para a confecção das pastilhas e ressoadores dielétricos. Os dispositivos fabricados e estudados sobre materiais de alta constante dielétrica os tornam bons candidatos à fabricação de dispositivos e circuitos de dimensões reduzidas quando comparado aos outros dispositivos tradicionais operando na mesma faixa de frequência. As estruturas analisadas são excitadas por três diferentes técnicas: i) linha de microfita, ii) acoplamento por abertura e iii) acoplamento indutivo. A eficiência dessas técnicas de alimentação são investigadas experimentalmente e comparada com simulações realizadas pelo *Ansoft HFSS*, utilizado na análise precisa do comportamento eletromagnético das antenas através do

método dos elementos finitos (FEM). Nesta tese um estudo bibliográfico sobre teoria de antenas de microfita e antenas DRA é realizado. O mesmo estudo é realizado a respeito dos materiais e dos métodos de síntese dos pós cerâmicos que são utilizados na fabricação das pastilhas e dos cilindros dielétricos que comporão os dispositivos investigados. Os meios dielétricos os quais serviram de suporte na análise das antenas *patch* e/ou DRA são analisados através de simulações precisas utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) com base na permissividade elétrica relativa (ϵ_r) e tangente de perda desses meios ($\tan\delta$). Este trabalho ainda apresenta um estudo em redes neurais artificiais, evidenciando a arquitetura de rede utilizada e suas características, bem como os algoritmos de treinamento que foram usados no treinamento e na modelagem de alguns parâmetros associados aos dispositivos investigados.

Palavras-chave: Antenas de Microfita, Antena DRA, Pós Cerâmicos, Síntese Química, Modelagem Neural.

Abstract

The search for ever smaller device and without loss of performance has been increasingly investigated by researchers involving applied electromagnetics. Antennas using ceramics materials with a high dielectric constant, whether acting as a substrate element of patch radiating or as the radiant element are in evidence in current research, that due to the numerous advantages offered, such as: low profile, ability to reduce the its dimensions when compared to other devices, high efficiency of radiation, suitability the microwave range and/or millimeter wave, low temperature coefficient and low cost.

The reason for this high efficiency is that the dielectric losses of ceramics are very low when compared to commercially materials sold used in printed circuit boards, such as fiberglass and phenolite. These characteristics make ceramic devices suitable for operation in the microwave band. Combining the design of patch antennas and/or dielectric resonator antenna (DRA) to certain materials and the method of synthesis of these powders in the manufacture of devices, it's possible choose a material with a dielectric constant appropriate for the design of an antenna with the desired size.

The main aim of this work is the design of patch antennas and DRA antennas on synthesis of ceramic powders (synthesis by combustion and polymeric precursors - Pechini method) nanostructured with applications in the microwave band. The conventional method of mix oxides was also used to obtain nanometric powders for the preparation of tablets and dielectric resonators. The devices manufactured and studied on high dielectric constant materials make them good candidates to have their small size compared to other devices operating at the same frequency band. The structures analyzed are excited by three different techniques: i) microstrip line, ii) aperture coupling and iii) inductive coupling. The efficiency of these techniques have been investigated experimentally and compared with simulations by Ansoft HFSS, used in the accurate analysis of the electromagnetic behavior of antennas over the finite element method (FEM). In this thesis a literature study on the theory of microstrip antennas and DRA antenna is performed. The same study is performed about the materials and methods of synthesis of ceramic powders, which are used in the manufacture of tablets and dielectric cylinders that make up the devices investigated.

The dielectric media which were used to support the analysis of the DRA and/or patch antennas are analyzed using accurate simulations using the finite difference time domain (FDTD) based on the relative electrical permittivity (ϵ_r) and loss tangent of these means ($\tan\delta$). This work also presents a study on artificial neural networks, showing the network architecture used and their characteristics, as well as the training algorithms that were used in training and modeling some parameters associated with the devices investigated.

Keywords: Microstrip Antennas, DRA Antenna, Ceramic powders, Chemical synthesis, Neural modeling.

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas de comunicação sem fio (*wireless*) vêm passando por uma evolução considerável nos últimos anos, sendo de fundamental importância no mundo moderno com aplicações em diversas áreas e setores de Telecomunicações. Com o desenvolvimento das tecnologias de terceira geração (3G), buscam-se soluções técnicas que atendam aos requisitos de novos e melhores serviços, tais como: serviços comerciais e serviços na área militar [1] - [5]. Paralelamente, surge um crescente mercado para o desenvolvimento de equipamentos que potencialize a qualidade e a capacidade dos serviços necessários para sustentar tal demanda. O constante interesse nos últimos anos por dispositivos leves, compactos e com custo reduzido, tem chamado a atenção dos pesquisadores da área. Essas características tornam as estruturas planares e/ou estruturas DRA, confeccionadas com diferentes materiais, muito interessantes para possíveis aplicações nas mais diversas áreas de interesse. Dentre os quais, os materiais cerâmicos com alta constante dielétrica e baixas perdas são um atrativo a aplicações em sistemas de comunicações móveis, uma vez que a miniaturização dos dispositivos e a operação em várias faixas de frequências (multibandas) são requisitos desejáveis aos aparelhos de comunicação modernos.

Neste mercado competitivo, o surgimento de novas tecnologias sem fio resulta em demandas crescentes por antenas compactas/multibanda, que permitam, por exemplo, a união de diferentes tecnologias sem fio em dispositivos portáteis. Várias técnicas de miniaturização têm sido propostas e aplicadas a antenas planares com tecnologia em microfitas, tais como: a utilização de substratos dielétricos de alta permissividade elétrica [6], a aplicação de cargas resistivas ou reativas [7] e o aumento do comprimento elétrico da antena por meio de otimização de sua geometria [8].

Neste contexto, a busca por dispositivos cada vez menores e sem perda de desempenho vem impulsionando as pesquisas na área do eletromagnetismo aplicado. Estudos envolvendo a nanotecnologia são frequentes atualmente e estão presentes em inúmeras aplicações, tais como: nanotintas, medicamentos, filtros solares, materiais esportivos e

dispositivos eletro-eletrônicos. A busca por materiais nanoestruturados com propriedades físicas e químicas acentuadas tem sido foco de intensa pesquisa pelo mundo, dentre as quais, destacam-se: às voltadas para o estudo de materiais ferromagnéticos e ferroelétricos (multiferroico). Dentre as muitas nanoestruturas que estes materiais assumem, destacam-se a fase espinélio e a fase perovskita [9], que particularmente possuem propriedades eletromagnéticas e características únicas. Diversas metodologias podem ser utilizadas na obtenção dos pós cerâmicos nanométricos a serem investigados e aplicados. Como exemplos, podem ser citadas a: reação do estado sólido, a síntese hidrotermal, a co-precipitação, o sol-gel e o método convencional de mistura de óxidos [9]. Dentre estes destacam-se o método de mistura de óxidos, o método de síntese por combustão e o método por precursores poliméricos (método Pechini), que foram os métodos utilizados na obtenção dos pós e consequentemente das pastilhas e cilindros utilizados neste trabalho.

Neste trabalho, é proposta a síntese pelos três métodos mencionados acima, de pós cerâmicos com propriedades ferromagnéticas tais como as ferritas de MFe_2O_4 ($M = Ni, Zn$) e de pós cerâmicos não-ferromagnéticos, tais como: $CaTiO_3$, $ZnTiO_3$, $BaTiO_3$ e $TiZrO_2$, que apresentam importantes propriedades estruturais e elétricas além de apresentarem alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 10$), o que as tornam de grande interesse científico e tecnológico em aplicações na faixa de micro-ondas envolvendo antenas de microfita com diferentes geometrias de *patch* radiante e em antenas DRA. Neste propósito, tais dispositivos fabricados e estudados sobre materiais de alta constante dielétrica, se tornam bons candidatos a terem suas dimensões reduzidas quando comparado a outros dispositivos operando na mesma faixa de frequência. As estruturas analisadas são excitadas por meio de uma linha de microfita de alta impedância, sendo três as situações abordadas na excitação dos dispositivos investigados: (i) excitação por linha de microfita, (ii) excitação por acoplamento por abertura e (iii) excitação por acoplamento indutivo [5].

As eficiências dessas técnicas e dos ressoadores de micro-ondas propostos são investigadas experimentalmente e comparados aos resultados obtidos em simulações realizadas com o *software* Ansoft HFSS, que permite uma análise precisa do comportamento eletromagnético das antenas através do método dos elementos finitos (FEM). Os meios dielétricos sobre os quais as antenas são depositadas foram analisados através de simulações precisas utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). Este trabalho ainda apresenta um estudo em redes neurais artificiais, evidenciando a arquitetura de rede utilizada e suas características, bem como os algoritmos de treinamento que foram utilizados na modelagem neural de alguns parâmetros associados aos dispositivos analisados.

1.1 Organização do texto

Este trabalho encontra-se distribuído em 7 capítulos, buscando-se evidenciar o referencial teórico e bibliográfico para o estudo das estruturas investigadas. Em seguida, apresenta-se uma análise dos resultados obtidos e das caracterizações dos materiais cerâmicos utilizados no projeto das antenas ressoadoras propostas.

O Capítulo 2 apresenta um estudo bibliográfico a respeito da teoria de antenas de microfita e antenas DRA, situando-a no contexto histórico de evolução, evidenciando suas características, vantagens e desvantagens em relação às antenas de micro-ondas convencionais, além das técnicas de alimentação e os métodos de análise.

O Capítulo 3 faz referência ao estudo dos métodos de sínteses utilizados, bem como a metodologia empregada em termos de materiais e reagentes utilizados e dos métodos de caracterizações (DRX, Rietveld e MEV) dos pós, cilindros e pastilhas cerâmicas utilizadas na fabricação das antenas e ressoadores propostos.

O Capítulo 4 trata de redes neurais artificiais, utilizadas como a principal técnica de modelagem deste trabalho. Será dada ênfase às redes de alimentação direta (FNN), citando suas vantagens, propriedades e características principais bem como os algoritmos de treinamento utilizados, a exemplo do *backpropagation* e o *resilient backpropagation* (RPROP). Também serão mostradas as equações de ajuste dos parâmetros livres das redes baseadas no método do gradiente.

No Capítulo 5 são apresentadas as estruturas e os resultados obtidos para antenas *patches* e antenas DRA sob materiais cerâmicos de alta constante dielétrica. Simulações no *software* HFSS são apresentadas para caracterização numérica desses dispositivos. Medições em um analisador vetorial de redes dos diversos parâmetros de antenas também são apresentados e comparados aos resultados simulados.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados referentes aos modelos neurais obtidos para essas estruturas de antenas. A evolução do erro na fase de aprendizado da rede e a capacidade de generalização da rede neural dentro de uma região de interesse analisada também são apresentados.

O Capítulo 7 apresenta as conclusões deste trabalho, incluindo sugestões para trabalhos futuros relacionados com essa linha de pesquisa envolvendo eletromagnetismo aplicado e materiais nanoestruturados de alta constante dielétrica.

Capítulo 2

Antenas em Microfita e Antenas DRA

Este capítulo apresenta um estudo bibliográfico a respeito da teoria de antenas em microfita e antenas ressoadoras dielétrica (DRA). O conceito de uma estrutura planar, as diversas geometrias utilizadas, suas vantagens e desvantagens em relação às antenas de micro-ondas convencionais também são abordadas, bem como as técnicas de alimentação e os métodos de análise utilizados. Essas estruturas constituem a base para este trabalho, em que o entendimento dos mesmos, bem como os resultados e simulações são obtidos através de simulações e da construção dos dispositivos com os materiais desenvolvidos nesta pesquisa.

2.1 Antenas de Microfita

Devido ao avanço das tecnologias, aliada à construção cada vez mais sofisticada de circuitos integrados de micro-ondas, existe atualmente uma exigência muito maior para o desenvolvimento de antenas planares. As primeiras publicações a respeito de antenas *patch* ocorreram na década de 50 com Deschamps et al. (1953) nos Estados Unidos e com Gutton e Baissinot na França [1] - [5]. No entanto, pesquisas sobre as características das antenas planares ganharam força a partir da década de 70 com o trabalho de Byron [3]. Posteriormente, surgiram trabalhos interessantes relacionados com a caracterização dos materiais de circuito impresso utilizados na confecção das antenas *patches* bem como caracterização relacionada aos dispositivos. Em Deshpande et al. (1982) [10] os autores investigaram a influência da impedância de entrada de uma antena de microfita com geometria retangular derivando expressões para o espalhamento de campos eletromagnéticos usando as funções exatas de Green.

No final da década de 80, em Nauwelaers et al. (1989) [11], os autores investigaram a influência de ondas de superfície em uma antena *patch* retangular para substratos com permissividade elétrica (ϵ_r) compreendida entre 1 e 12,8 através de modelos matemáticos

fechados. Ainda em 1989, Daniel et al. (1989) investigou por meio de teoria e experimento o efeito da espessura do substrato dielétrico (com alta ou baixa permissividade elétrica) no desempenho de antenas *patches* excitadas por linha de microfita [12]. A partir da década de 90, as pesquisas foram se intensificando com aplicações práticas. O trabalho de Singh et al. (1997) propôs uma antena *patch* quarto de onda, em forma de H, para aplicações em circuitos integrados de micro-ondas monolíticos (MMIC) [13]. Em Basilio et al. (2001) [14] os autores investigaram a dependência da impedância de entrada na posição da alimentação da antena *patch* retangular por *probe* coaxial (ponta de prova) e por linha de microfita. Mais recentemente, nos trabalhos de Oliveira et al. (2009) e Oliveira et al. (2010) foram investigadas as propriedades de antenas com geometria fractal e/ou quase-fractal, com o intuito de reduzir as dimensões de antenas *patch* convencionais, sem no entanto degradar seu desempenho e suas características de radiação [15], [16].

As antenas de microfita são constituídas basicamente por um condutor irradiante ou *patch*, impresso sobre uma camada metálica em uma de suas faces e um plano de terra na outra face, separado por um material dielétrico, conforme ilustra a Figura 2.1. O elemento irradiante *patch*, a priori, pode assumir qualquer forma geométrica. Contudo, em termos de análise e previsão do desempenho, normalmente são utilizadas formas geométricas convencionais, tais como: retangulares, circulares e, mais recentemente as formas fractais. A Figura 2.2 mostra algumas das formas geométricas utilizadas.

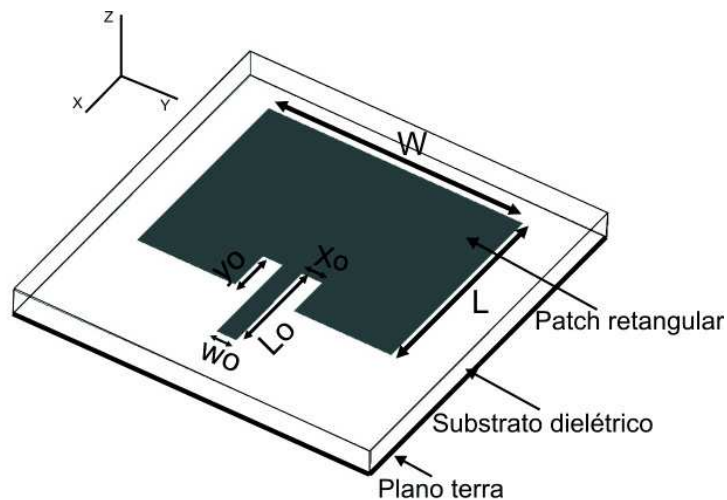


Figura 2.1: Antena *patch* em microfita.

Quando o *patch* é excitado, uma distribuição de corrente é estabelecida na parte inferior do *patch* metalizado, como também no plano terra. Em um instante posterior, a parte de baixo do *patch* é positivamente carregada e o plano terra é negativamente carregado. A



Figura 2.2: Formas geométricas assumidas pelo *patch* irradiante.

força de atração entre esse conjunto de cargas tende a manter uma grande quantidade de cargas entre as duas superfícies. Contudo a força repulsiva entre cargas positivas no *patch* atrai algumas dessas cargas em direção a margem, resultando em uma grande densidade de carga na margem do *patch* irradiante. Essas cargas são responsáveis pelo efeito de borda, também chamado de comprimento *Fringing*, e a respectiva radiação associada ao mesmo.

Há inúmeros substratos que podem ser utilizados em projetos de antenas de microfita e suas constantes dielétricas estão normalmente compreendida entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 10,2$. Para um bom desempenho da antena é desejável o uso de substratos finos, cuja constante dielétrica se encontra na parte inferior do intervalo $2,2 \leq \epsilon_r \leq 10,2$. Dessa forma, pode-se garantir uma melhor eficiência, maior largura de banda, diminuição de campo no contorno para irradiação, porém requerem um elemento de *patch* maior. O efeito de uma antena de tamanho finito é menos severo no comportamento da impedância, uma vez que antenas de microfita são inerentes à estrutura ressonante e sua característica de impedância é principalmente determinada pelo *patch* [1] - [5].

2.1.1 Técnicas de excitação de uma antena *patch* em microfita

Diversas são as formas de excitação do *patch*, destacando-se a excitação por meio de ponta de prova coaxial, linhas de microfita, proximidade eletromagnética, acoplamento por abertura, dentre outras [5]. A forma de excitação por linha de microfita foi a técnica utilizada neste trabalho em virtude de se conseguir um casamento de impedância mais facilmente. A excitação por linha de microfita, conforme ilustra a Figura 2.3, foi a primeira técnica empregada, inicialmente por Munson et al. (1974), para análise de antenas *patch* em microfita [2] - [4]. Neste modelo, a região interior da antena *patch* é

modelada como uma seção de linha de transmissão, ou seja, é também uma fita condutora, normalmente de comprimento menor comparado ao *patch*. A excitação por linha de microfita é de fácil fabricação, de simples casamento de impedância, bastando para isso controlar a posição do *inset*, também é de fácil modelamento. Contudo, à medida que a espessura do substrato aumenta, ondas de superfície e um aumento da radiação espúria se fazem presente, o que para aplicações práticas limita a largura de banda em torno de 2 a 5% [3] - [5]. Neste modelo, a impedância característica (Z_0) e a constante de propagação (γ) para a linha são determinadas pelo tamanho do *patch* e pelo substrato utilizado. Com relação a radiação, o efeito do substrato e a impedância de entrada não são considerados [5].

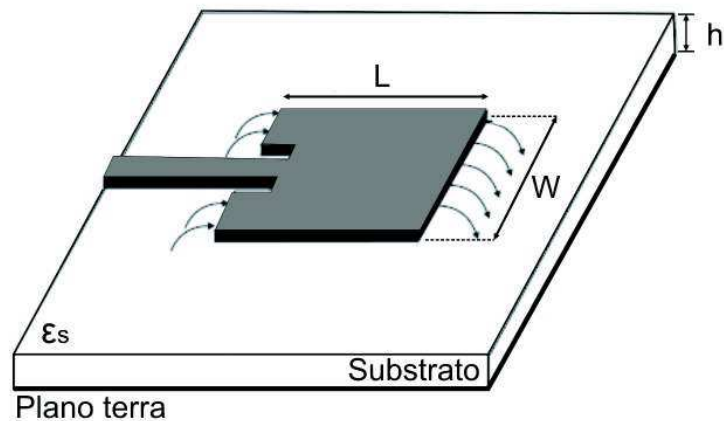


Figura 2.3: Antena *patch* excitada por linha de microfita.

Uma outra técnica de excitação bastante utilizada é a por linha coaxial também chamada ponta de prova coaxial, conforme Figura 2.4, na qual, o condutor interno do cabo está conectado diretamente ao *patch* e o condutor externo conectado ao plano terra. A excitação por ponta de prova coaxial é também de fácil fabricação e casamento de impedância, apresentando baixa radiação espúria. A principal vantagem dessa alimentação é que ela pode ser colocada em uma posição desejada dentro do *patch* para casar com a impedância de entrada. Contudo, a antena também apresenta pequena largura de banda, sendo dessa forma mais difícil de analisar, especialmente para substratos finos, em que $h > 0,02\lambda_0$ [2] - [5].

Uma terceira técnica de excitação de antenas *patches* é por acoplamento por abertura, conforme ilustra a Figura 2.5. Nesse tipo de excitação, o sinal de micro-ondas que é injetado na linha de microfita é transmitido ao *patch* por meio de uma fenda (*slot*) no plano de terra com dimensões previamente calculadas [3], [5]. Nessa situação o *patch* se encontra

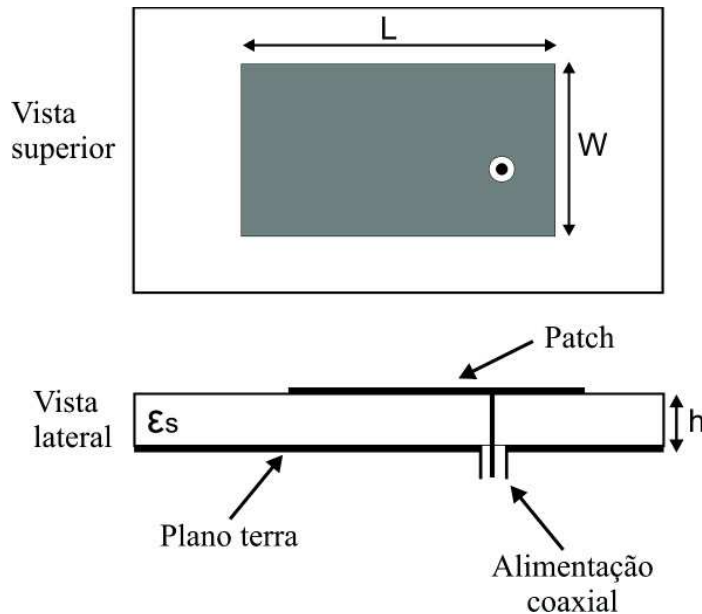


Figura 2.4: Antena de microfita excitada por ponta de prova coaxial.

depositado sobre um segundo material dielétrico e em oposição à linha de alimentação. A excitação por acoplamento por abertura é de fácil fabricação, apresenta largura de banda maior em relação a excitação por linha de microfita, porém o casamento de impedância é mais difícil de se conseguir quando comparado as demais técnicas citadas. Esse casamento de impedância pode ser realçado deslocando-se a posição do *patch* em relação à fenda de uma distância pequena [4], [5].

2.1.2 Técnicas de análise de antenas *patches*

As antenas de microfita apresentam particularidades geométricas e propriedades elétricas que podem ser interpretadas como vantagens ou desvantagens, dependendo das aplicações a que se destinam. O modelamento da antena de microfita está relacionado às características da estrutura, tais como o tipo de substrato, dimensões e geometria do *patch*. Diversos são os métodos de análise apresentados na literatura para a caracterização das antenas de microfita. Esses métodos podem ser divididos em dois grupos [4]. No primeiro grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente elétrica no *patch* condutor e o plano terra (similar a antenas dipolo, usado em conjunto com métodos de análise de onda completa/numérica). Alguns desses métodos numéricos usados na análise de antenas de microfita são:

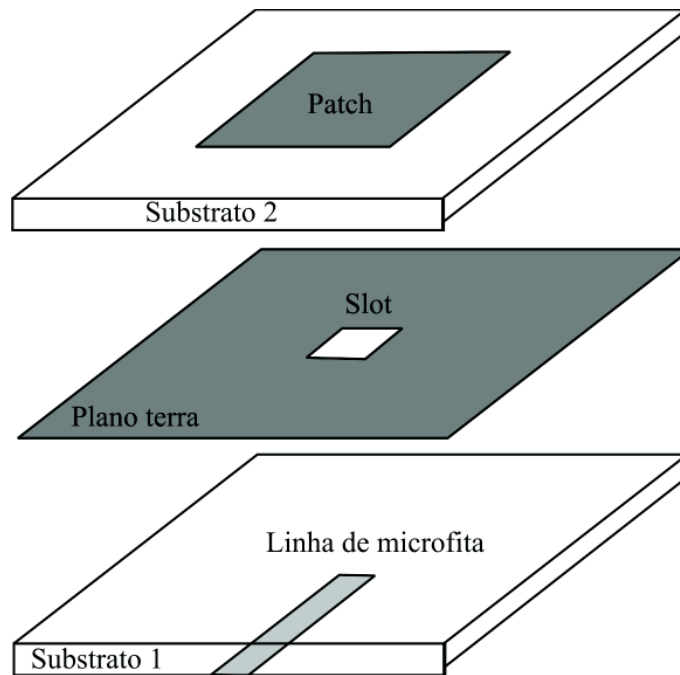


Figura 2.5: Antena de microfita excitada por acoplamento por abertura.

- Método dos momentos (MoM);
- Método dos elementos finitos (FEM);
- Diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD);

No segundo grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch* (similar ao caso de antenas do tipo *slot*), neste caso, fenômenos como a propagação de ondas de superfície e a dispersão não são relevantes ao estudo, podendo assim ser desconsiderados [2] - [5]. Dentre os diversos modelos aproximados, destacam-se:

- Modelo da linha de transmissão (TLM);
- Modelo da cavidade;
- Modelo de rede multiporta (MNM);

O modelo da linha de transmissão possibilita a determinação de diversos parâmetros da antena, tais como a frequência de ressonância, o diagrama de radiação e impedância de entrada. Embora seja um dos métodos mais simples e menos exato, esse método produz resultados satisfatórios e uma facilidade em estabelecer o casamento de impedância da estrutura, bastando para isso controlar o comprimento do *inset-fed* (y_0) associado ao projeto da antena. Esse modelo é adequado para análise de antenas de microfita com *patch*

retangular ou quadrado. Comparado ao modelo da linha de transmissão, o modelo da cavidade é mais exato e ao mesmo tempo mais complexo [4] - [6].

Para outras geometrias do *patch*, torna-se inviável a análise através deste modelo. Nessa análise, o elemento radiante pode ser modelado por duas aberturas paralelas, dessa forma, representando dipolos magnéticos. O modelo da cavidade, a princípio, pode ser empregado no estudo de antenas com *patches* de qualquer geometria. Entretanto, o modelamento matemático para *patches* retangulares é bastante simplificado em relação à análise de *patches* com outros formatos.

O modelo da cavidade basicamente trata a antena como uma cavidade ressonante, circundada por paredes elétricas, no topo e na base e por paredes magnéticas nos contornos laterais. Os campos nas antenas são considerados como os campos da cavidade, sendo expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, cada um com sua frequência de ressonância. Os modelos aproximados são satisfatoriamente precisos até determinados valores de frequência. À medida que a frequência aumenta, a precisão desses modelos é reduzida, tornando-se inaceitável para a faixa de frequências correspondente às ondas milimétricas, por exemplo. Em princípio, as técnicas empíricas podem ser utilizadas para a obtenção da solução inicial para um problema de projeto, fornecendo uma idéia qualitativa do comportamento da antena [3] - [5]. Levando-se em conta as características do substrato dielétrico, a frequência de operação e a impedância do sistema de comunicação, o projeto de uma antena *patch* pode ser dividido em duas partes: (i) projeto da linha de alimentação (L_0) e (ii) projeto do *patch* irradiante. Neste trabalho, a linha de alimentação em microfita foi projetada com $1/4$ do comprimento onda, enquanto a sua largura foi calculada conforme o modelo empírico descrito em [17], obtendo-se um valor de $w_0 = 2,87$ mm para um sistema de 50Ω e um substrato de fibra de vidro com permissividade elétrica de 4,4 [11]. As dimensões iniciais (L, W) de uma antena *inset-fed patch* retangular convencional (Figura 2.1), podem ser calculadas através das expressões analíticas, Equações (2.1) a (2.4).

$$W = \frac{c}{2F_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0,300) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813 \right)} \quad (2.3)$$

$$L = \frac{c}{2F_r\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

Em que, W é a largura do *patch*, L é o comprimento do *patch*, c é a velocidade da luz no espaço livre, ϵ_r é a permissividade elétrica do material, F_r é a frequência de ressonância, h é espessura do substrato dielétrico, ϵ_{eff} é a permissividade elétrica efetiva e ΔL é o comprimento *Fringing*.

Neste trabalho, a largura da reentrância (*inset* - y_0), parâmetro utilizado no casamento de impedância da antena, foi considerada igual à largura da linha de microfita, $x_0 = w_0$, enquanto o valor inicial de seu comprimento foi calculado através de fórmulas aproximadas [4], Equações (2.5) e (2.6).

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \left(\sqrt{\frac{50}{R_{in}(0)}} \right) \quad (2.5)$$

$$R_{in}(0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.6)$$

Sendo que, $R_{in}(0)$ é a resistência de entrada na frequência de ressonância, G_1 é a condutância da abertura radiante e G_{12} é a condutância que leva em conta os efeitos mútuos entre as duas aberturas rariantes da antena *patch* retangular. Dessa forma, G_1 e G_{12} são dados respectivamente por:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2 \right] \quad (2.7)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (2.8)$$

Em que, k_0 e J_0 são respectivamente o número de onda e a função de Bessel de primeira espécie de ordem zero.

2.1.3 Parâmetros de Espalhamento

Todo circuito ou dispositivo de alta frequência é normalmente caracterizado através de seus parâmetros de espalhamento (S) [18]. Todo circuito e/ou dispositivo inserido em uma linha de transmissão pode ser referenciado como um dispositivo de duas portas, sendo caracterizado por sua matriz de espalhamento (S), Equação (2.9). Matrizes de

espalhamento são comumente utilizadas para representar dispositivos de micro-ondas, tais como: antenas, filtros, acopladores entre outros. No nosso contexto, esses parâmetros de espalhamento representam relações entre ondas de tensão entrando e saindo pelas portas. Aqui denotaremos ondas de tensão entrando na porta com um sobrescrito + e a saindo da porta com um sobrescrito -. Uma representação gráfica da situação é ilustrada na Figura 2.6. Uma expressão para os termos dos parâmetros de espalhamento em sua forma matricial é dada segundo a Equação (2.10).

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

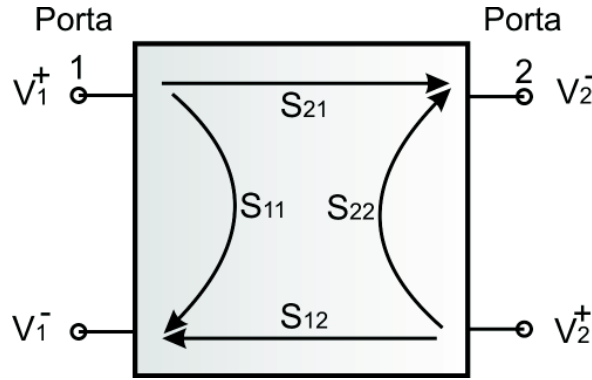


Figura 2.6: Representação da formulação de uma matriz de espalhamento.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Um parâmetro de espalhamento S_{ij} é definido como a fração da onda de tensão entrando pela porta j e saindo pela porta i . Se fizermos a porta 2 terminar numa carga casada, ou seja, se fizermos $V_2^+ = 0$, podemos encontrar o coeficiente de reflexão (S_{11}), dado por:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (2.11)$$

Nessa situação, o parâmetro de espalhamento S_{11} representa o quanto de tensão que entra pela porta 1 sai pela porta 1. Esse parâmetro é definido como perda de retorno.

2.2 Antenas Ressoradoras Dielétricas (DRA)

As pesquisas com antenas ressoadoras dielétricas (DRA) datam do século passado. As primeiras pesquisas são da década de 30 com Richtmyer et al. (1939) em que ele mostrou que um bloco de um material dielétrico no espaço livre ressoaria se sua constante dielétrica fosse alta. Posteriormente, na década de 60, as pesquisas com ressoadores dielétricos ganharam força com aplicações em circuitos de micro-ondas [19], [20]. Ainda na década de 60, Yee et al. (1965) [20] estudou a frequência de ressonância de um ressoador cilíndrico e modelou a interface dielétrico-ar com uma parede magnética. No final da década de 80 e início da década de 90, o pesquisador Kranenburg et al. (1988) [21] investigou o comportamento de um DRA cilíndrico com diferentes constantes dielétricas, com excitação do tipo linha de microfita e guia de onda coplanar [22]. Mais recentemente nos anos 2000, o pesquisador Ge et al. (2000) analisou ressoadores dielétricos retangular através do método dos momentos [23]. Em 2009, Petosa et al. (2009) investigou antenas ressoadoras dielétricas retangulares com capacidade de ajuste de frequência responsável pela integração de diodos PIN e diodos Varactor [24]. Ainda em 2009, Ge et al. (2009) propôs em um de seus trabalhos uma antena DRA com aplicações *Ultra wideband* (UWB) [25].

Antenas DRA compactas e/ou banda larga com aplicações em sistemas *wireless* foi estudada por Abumazwed et al. (2009) [26]. Hoje em dia, os ressoadores dielétricos estão sendo investigados como possíveis candidatos a aplicações em circuitos de micro-ondas com as mais diversas formas de excitação. As antenas DRA com alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 10$) fabricadas com diferentes composições vem crescendo constantemente em nível de pesquisa como uma antena ou filtro voltado para aplicações na faixa de micro-ondas e ondas milimétricas, não apenas por suas baixas perdas e estabilidade de frequência com a variação da temperatura, mas também por apresentarem dimensões reduzidas com aplicações em altas frequências. Recentemente a demanda por comunicações móveis *wireless*, tais como: *wireless* LAN, telefones móveis entre outros dispositivos com tecnologia sem fio, vêm permitindo o desenvolvimento de antenas com baixo perfil e com dimensões reduzidas. Nas últimas décadas, antenas de microfita e antenas DRA têm sido constantemente investigadas como antenas adequadas para essas aplicações.

As antenas DRA apresentam características atrativas, tais como: baixas perdas, baixo perfil, baixo custo, adequabilidade a faixa de micro-ondas e ondas milimétricas, tamanho pequeno e largura de banda ampla (aproximadamente 10% para uma constante dielétrica de aproximadamente 10) quando comparado às antenas de microfita [27], [28]. Isto é possível porque as antenas de microfita irradiam através dos *slots* de radiação, enquanto

a antena DRA irradia através de toda a sua superfície, à exceção da parte aterrada [5], [28]. Uma outra vantagem desse tipo de antena ocorre em relação à excitação de ondas de superfície, que é considerada pequena fazendo com que as antenas DRA tenham boas características de radiação na banda de operação analisada. Uma possível desvantagem dessa antena é com relação ao volume ocupado pelo elemento irradiador.

Uma antena DRA é uma antena ressonante, fabricada a partir de materiais dielétricos de baixas perdas, em que a frequência de ressonância é predominantemente uma função do tamanho, forma e da permissividade elétrica do material utilizado. As antenas DRA são normalmente fabricadas a partir de um material sólido com alta constante dielétrica e baixas perdas. Considere uma seção truncada de um cilindro infinito, dessa forma o cilindro passa a atuar como uma cavidade ressonante na qual ondas estacionárias aparecem. Dessa generalização, tal dispositivo é chamado ressonador dielétrico (DR). Ele consiste simplesmente de um bloco de um material com permissividade elétrica relativamente alta ($10 < \epsilon_r < 80$) situada no topo de um plano terra condutor. Alguns dos modos de propagação de ordem mais baixa de um guia de ondas dielétrico são ilustrados nas Figuras 2.7 e 2.8. Para os casos descritos nesta tese, o ressonador dielétrico foi considerado cilíndrico e retangular, sendo colocado no topo de um substrato de microfita FR4 de fibra de vidro ($\epsilon_r = 4,4$), tendo sido excitado por uma linha de microfita de alta impedância, conforme ilustrada na Figura 2.9.

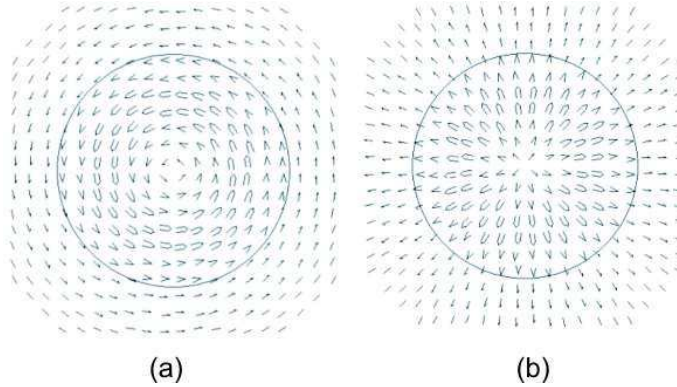


Figura 2.7: Modo TE_{01} : (a) Campo E e (b) Campo H.

Em que, x é a distância de *offset*, a é o raio do cilindro, d é a altura do cilindro, ϵ_r e ϵ_s são as permissividades elétricas relativas do cilindro dielétrico e da placa de fibra de vidro, respectivamente. As antenas DRA podem ser projetadas usando diferentes geometrias, que proporciona uma maior flexibilidade de projeto [29]. A Figura 2.10 mostra a foto de vários tipos de ressoadores dielétricos (DR), com as setas destacando as formas utilizadas

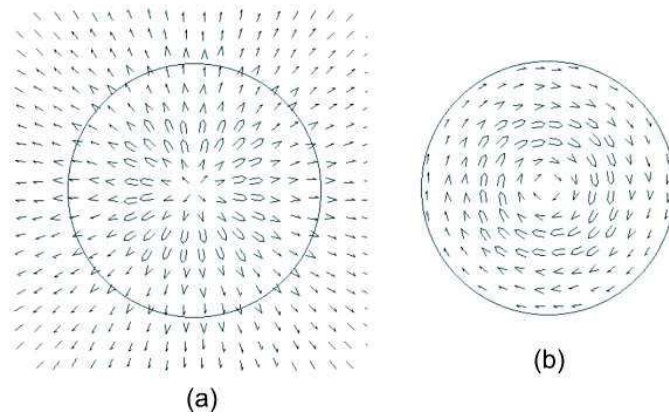


Figura 2.8: Modo TM_{01} : (a) Campo E e (b) Campo H.

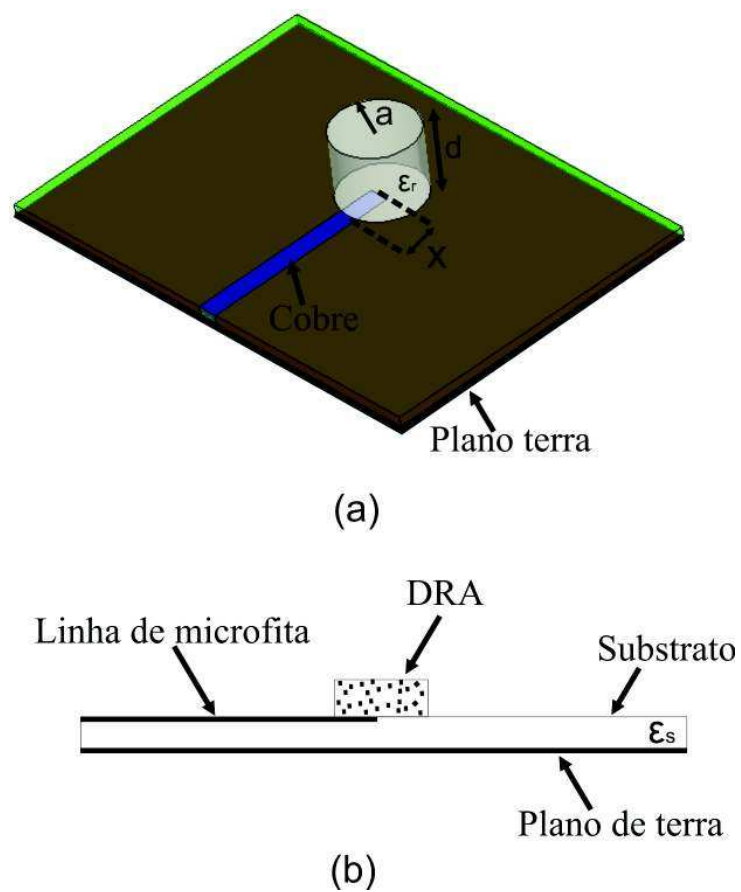


Figura 2.9: Antena DRA excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista lateral.

neste trabalho.

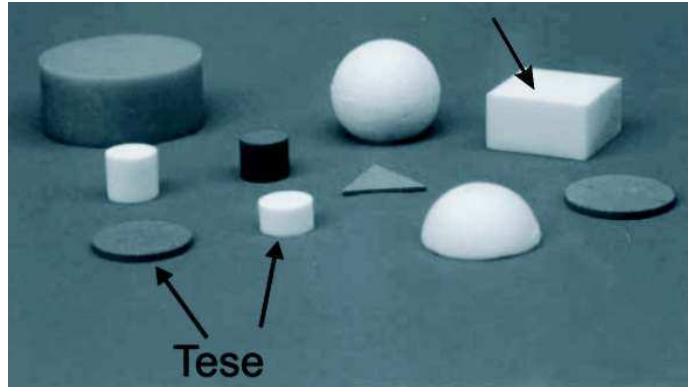


Figura 2.10: Diferentes formas geométricas de um DRA.

2.2.1 Técnicas de excitação de uma antena DRA

Existem algumas técnicas eficientes que são utilizadas para excitar um ressonador dielétrico, por exemplo, linhas de microfita, acoplamento por abertura, *probe* coaxial e guia de onda co-planar [21], [22], conforme ilustrada nas Figuras 2.11 a 2.13. Dentre estas, destacam-se a excitação por linha de microfita (Figura 2.9) e acoplamento por abertura, pois ambas são de fácil integração com o DR, em que não há necessidade de qualquer penetração na estrutura do DR.

As excitações por linha de microfita, acoplamento por abertura e acoplamento indutivo foram utilizadas nesse trabalho para excitar as antenas DRA apresentadas. Para o cálculo do projeto da linha de alimentação que irá excitar o DR e/ou antena DRA, fez-se uso do modelo TLM [5], em que o comprimento da linha de alimentação foi considerado $(1/4) \lambda_0$, e sua largura foi novamente calculada baseado no modelo empírico descrito em [17]. Por sua vez, as mesmas pastilhas e cilindros dielétricos foram excitados pela técnica de acoplamento por abertura, sendo essa abertura excitada por uma linha de microfita com as mesmas dimensões calculas anteriormente para a excitação do DRA por linha de microfita. Em linhas gerais, as técnicas para excitar uma DRA por acoplamento por abertura são similares aquelas da antena *patch*, em que o comprimento do *stub* (s) foi considerado como sendo $1/4$ do comprimento de onda guiado (λ_g) da linha de microfita.

Os *softwares* comerciais que implementam diferentes métodos de onda completa, a exemplo, o método dos momentos (MoM), método dos elementos finitos (FEM) entre outros, são muito úteis e interessantes na modelagem tri-dimensional dessas estruturas,

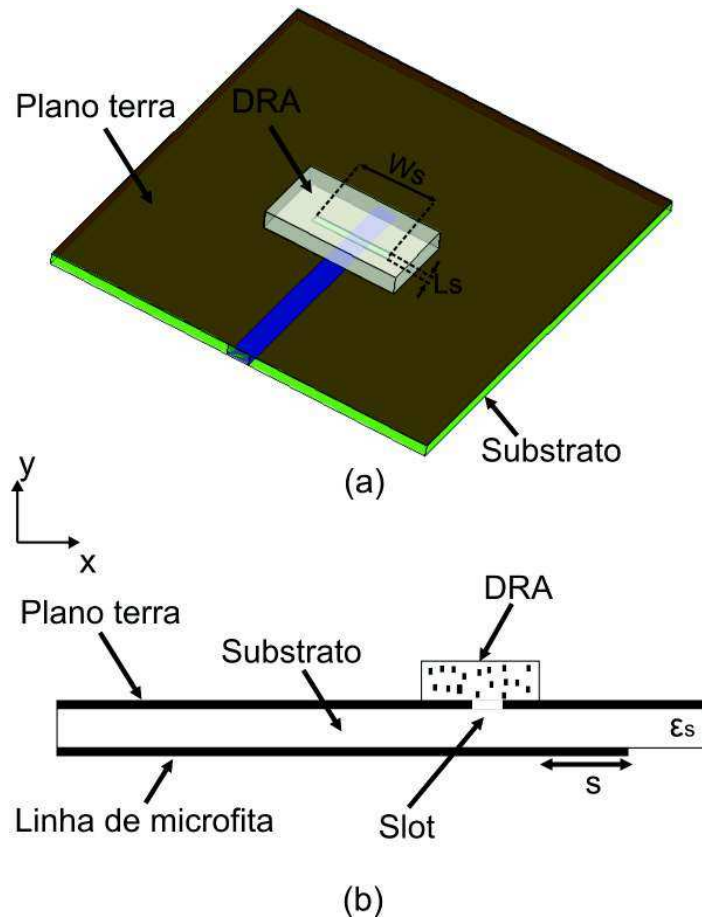


Figura 2.11: Excitação por acoplamento por abertura: (a) vista superior e (b) vista lateral.

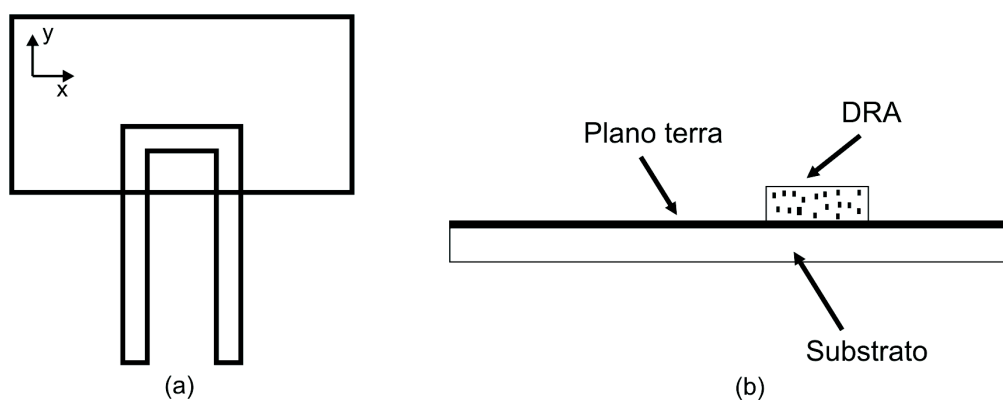


Figura 2.12: Excitação por CPW: (a) vista superior e (b) vista lateral.

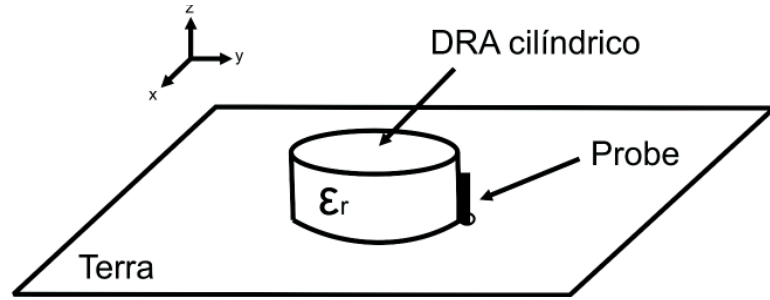


Figura 2.13: Excitação por ponta de prova coaxial.

porém não nos fornece um projeto prévio dos parâmetros eletromagnéticos dos mesmos. Embora não existam equações fechadas para o projeto das dimensões da fenda dado os vários parâmetros de antenas, as equações seguintes descrevem empiricamente as dimensões de projeto da fenda (*slot*) [28].

$$L_s = \frac{0,4\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.12)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + \epsilon_s}{2} \quad (2.13)$$

$$W_s = 0,2L_s \quad (2.14)$$

$$s = \frac{\lambda_g}{4} \quad (2.15)$$

Em que, L_s é o comprimento do *slot*; ϵ_r e ϵ_s são as constantes dielétricas do DRA e do substrato respectivamente; W_s é a largura do *slot* e s é o comprimento inicial do *stub*.

2.2.2 Frequência de ressonância de uma DRA retangular e cilíndrica

No modelo adotado pelo qual é obtido as equações seguintes é assumido que as antenas DRA estavam isoladas ou montadas sobre um plano terra condutor infinito e não leva em conta a influência das diferentes formas de excitação das antenas DRAs. O conhecimento dos campos associados a essas estruturas é de fundamental importância no entendimento dos modos de radiação desse tipo de estrutura. Um antena DRA retangular é caracterizada por um altura (d), um comprimento (L_r), uma largura (W_r), uma permissividade elétrica (ϵ_r) para um material não-ferromagnético e uma permeabilidade magnética (μ_r) para um material ferromagnético, conforme ilustrada na Figura 2.14. Sua

frequência de ressonância é dada por:

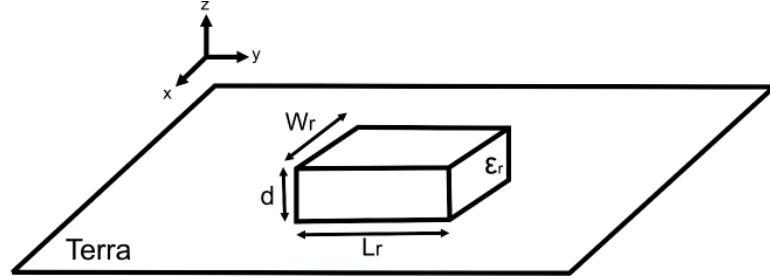


Figura 2.14: DRA retangular.

$$k_x = \tan(k_x W_r / 2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2} \quad (2.16)$$

$$Fr = \frac{c}{2\pi L_r \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \quad (2.17)$$

Em que, c é a velocidade da luz no espaço livre; $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f_0}{c}$, $k_x = \frac{\pi}{L_r}$, $k_y = \frac{\pi}{2d}$, $k_z = \frac{\pi}{W_r}$ e $k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2$. Se as dimensões do ressonador forem escolhidas tais que $W_r, L_r \gg d$, então a Equação (2.17) pode ser simplificada para d em termos da frequência de ressonância

$$d = \frac{c}{4Fr\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.18)$$

Em que, λ_0 denota o comprimento de onda no espaço livre para a frequência de operação.

Para uma antena DRA retangular (Figura 2.14) com dimensões $L_r > d$ ou $L_r > W_r$, o modo de mais baixa ordem será TE_{11} . Usando o modelo do guia de onda dielétrico, em que paredes perfeitamente magnéticas são assumidas ao longo das quatro superfícies paralelas à direção de propagação no guia dielétrico, enquanto as componentes tangenciais dos campos elétrico e magnético são considerados contínuos através das duas superfícies, perpendicular a direção de propagação, nos fornecerá os seguintes campos dentro do DRA [30]:

$$H_x = \frac{(k_x^2 + k_y^2)}{j\omega\mu_0} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2.19)$$

$$H_y = \frac{(k_y k_x)}{j\omega\mu_0} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2.20)$$

$$H_z = \frac{(k_z k_x)}{j\omega\mu_0} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2.21)$$

$$E_x = 0 \quad (2.22)$$

$$E_y = k_z \cos(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2.23)$$

$$E_z = -k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2.24)$$

Em que,

$$k_x \tan(k_x W r / 2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2} \quad (2.25)$$

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2 \quad (2.26)$$

A dependência temporal representada por, $e^{j\omega t}$, foi omitida nas equações acima. Assumindo paredes magnéticas ao longo da interface ar-dielétrico paralelo ao eixo z, tem-se

$$k_y = \frac{m\pi}{Lr} \quad (2.27)$$

$$k_z = \frac{n\pi}{d} \quad (2.28)$$

Para o modo de ordem mais baixa da antena DRA retangular (ver Figura 2.14), ou seja $m = n = 1$, o esboço da configuração de campo é mostrado na Figura 2.15.

Por sua vez, uma antena DRA cilíndrica é caracterizada por sua altura (d), um raio (a) e uma permissividade elétrica (ϵ_r) para um material não-ferromagnético e uma permeabilidade magnética (μ_r) para um material ferromagnético. Em que sua frequência de ressonância é dada por:

$$Fr = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\chi_{11}^2 + \left(\frac{\pi a}{2d}\right)^2} \quad (2.29)$$

Em que, $\chi_{11} = 1,841$ é o primeiro zero da Equação $\zeta_1(x) = 0$. Para um DRA cilíndrico baixo perfil, em que a razão $a/d \gg \chi_{11}^2$, então temos que

$$Fr \approx \frac{c}{4d \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.30)$$

A Equação (2.30) implica que a ressonância é devida às ondas contornando as faces

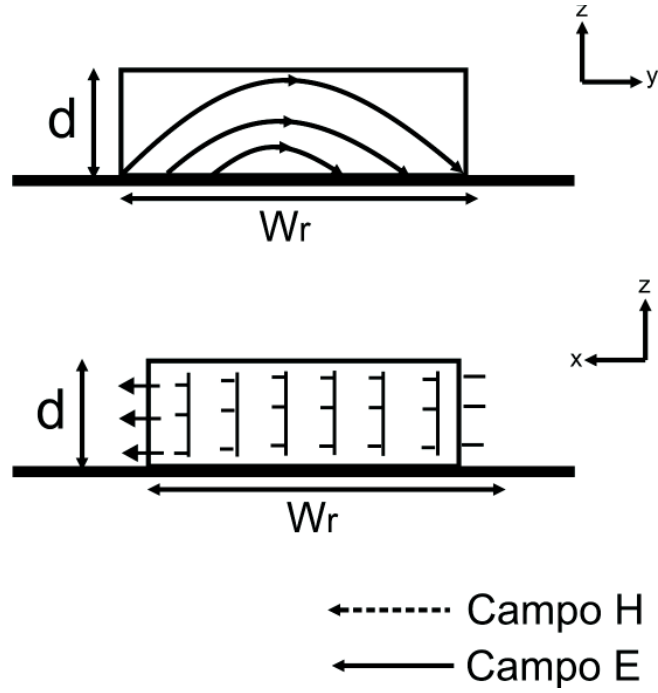


Figura 2.15: Esquemático da distribuição de campo dentro de um DRA retangular.

superior e inferior do DRA e, portanto, independente do raio do cilindro. Uma outra aproximação para a frequência de ressonância de um DRA cilíndrico baseado no método dos momentos (MoM) é dado em Yee et al. (1965) [20], segundo a Equação (2.31):

$$Fr = \frac{ck_0a}{2\pi a} = \frac{6,324c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left(0,27 + 0,36\frac{a}{d} + 0,02\left(\frac{a}{2d}\right)^2 \right) \quad (2.31)$$

Resolvendo a Equação (2.31) para ϵ_r , tem-se:

$$\epsilon_r = \left(\frac{6,324c}{2\pi aFr} \left[0,27 + 0,36\frac{a}{2d} + 0,02\left(\frac{a}{2d}\right)^2 \right] \right)^2 - 2 \quad (2.32)$$

A Equação (2.32) nos fornece uma boa estimativa da constante dielétrica para início de projeto.

Os campos de uma antena DRA cilíndrica (ver Figura 2.13) operando no modo TE_{01} é dado por:

$$H_z \propto J_0(\beta r) \cos\left(\frac{\pi}{2d}z\right) \quad (2.33)$$

$$H_r \propto J_1(\beta r) \sin\left(\frac{\pi}{2d}z\right) \quad (2.34)$$

$$E_\phi \propto J_1(\beta r) \cos\left(\frac{\pi}{2d}\right) z \quad (2.35)$$

$$E_z = E_r = H_\phi = 0 \quad (2.36)$$

Em que, $J_0(\beta r)$ e $J_1(\beta r)$ são funções de Bessel de primeira espécie, sendo β a solução para $J_0(\beta a) = 0$. Os campos para o modo TM_{01} são similares aos campos do modo TE_{01} com as componentes de campo elétrico e magnético permutados. Para o modo HE_{11} de um DRA cilíndrico, as configurações de campo são expressas por:

$$E_z \propto J_1(\alpha r) \cos\left(\frac{\pi}{2d}\right) z \cos\phi \quad (2.37)$$

$$E_r \propto \frac{\partial J_1(\alpha r)}{\partial(\alpha r)} \sin\frac{\pi}{2d} z \cos\phi \quad (2.38)$$

$$E_\phi \propto J_1(\alpha r) \sin\frac{\pi}{2d} z \cos\phi \quad (2.39)$$

$$H_r \propto J_1(\alpha r) \cos\frac{\pi}{2d} z \cos\phi \quad (2.40)$$

$$H_\phi \propto \frac{\partial J_1(\alpha r)}{\partial(\alpha r)} \cos\frac{\pi}{2d} z \cos\phi \quad (2.41)$$

$$H_z = 0 \quad (2.42)$$

Em que, α é a solução para $J_1(\alpha a) = 0$. A Figura 2.16 mostra as configurações de campo para os modos TM e HE.

2.2.3 Fator de Qualidade de uma DRA Retangular

O fator Q é uma medida da seletividade do ressonador para uma determinada frequência. Um alto fator de qualidade minimiza os riscos de interferências na banda passante do dispositivo, sendo definido como uma relação direta entre a energia armazenada e a potência radiada, sendo determinado por [20], [21]:

$$Q = \frac{2\omega W_e}{P_{rad}} \quad (2.43)$$

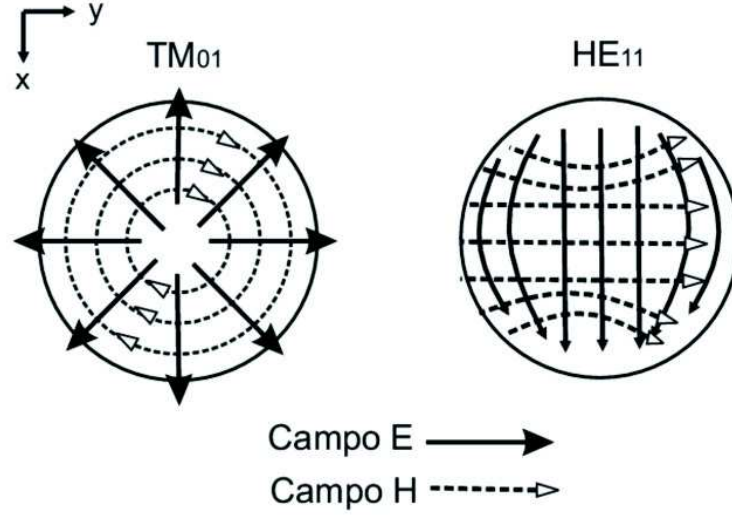


Figura 2.16: Distribuição de campo para uma DRA cilíndrica.

Em que, $\omega = 2\pi f_0$, W_e e P_{rad} são a energia armazenada e a potência radiada, respectivamente. Sendo calculadas por:

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r L_r 2d W_r C^2}{32} \left(1 + \frac{\sin(k_x d)}{k_x d} \right) (k_y^2 + k_z^2) \quad (2.44)$$

$$P_{rad} = 10k_0^4 |P_m|^2 \quad (2.45)$$

Em que, P_m é o momento de dipolo magnético do DRA, dado por:

$$P_m = \frac{-j\omega 8\epsilon_0 (\epsilon_r - 1) C}{k_x k_y k_z} \sin(k_x d/2) \hat{x} \quad (2.46)$$

Em que, C é uma constante arbitrária relacionada à amplitude máxima dos campos. O fator Q normalizado (Q_n) [20], [30] como uma função das dimensões do DRA, Wr/d , para vários valores de constantes dielétricas e vários valores de L_r/d é dado por:

$$Q_n = \frac{Q}{\epsilon_r^{3/2}} \quad (2.47)$$

2.2.4 Fator de Qualidade de uma DRA Cilíndrica

O fator de qualidade para um ressonador dielétrico cilíndrico ressoando nos modos TE, TM e HEM são respectivamente [31]:

$$Q = 0,078192e^{1,27} \left(1 + 17,31 \frac{d}{a} - 21,57 \left(\frac{d}{a} \right)^2 + 10,86 \left(\frac{d}{a} \right)^3 - 1,98 \left(\frac{d}{a} \right)^4 \right) \quad (2.48)$$

$$Q = 0,009\epsilon_r^{0,888} e^{0,04\epsilon_r} \left(1 - \left(0,3 - 0,2 \frac{a}{d} \right) \left(\frac{38 - \epsilon_r}{28} \right) \times \right. \\ \left. \left(9,498 \frac{a}{d} + 2058,33 \left(\frac{a}{d} \right)^{4,32} e^{-3,501(a/d)} \right) \right) \quad (2.49)$$

$$Q = 0,017007\epsilon_r^{1,3} \left(\frac{a}{d} \right) \left(1 + 100e^{-2,05 \left[\frac{a}{2d} - \frac{1}{80} \left(\frac{a}{d} \right)^2 \right]} \right) \quad (2.50)$$

Para ressonadores cilíndricos, os valores de k_0a dizem respeito à constante dielétrica efetiva da antena [30]. Esse parâmetro se relaciona diretamente com a frequência resolvendo a equação característica:

$$\frac{J_{1/2}\sqrt{\epsilon_r k_0 a}}{J_{3/2}\sqrt{\epsilon_r k_0 a}} = \frac{H_{1/2}^{(2)}(k_0 a)}{\sqrt{\epsilon_r} H_{1/2}^{(2)}(k_0 a)} \quad (2.51)$$

Em que, $J(x)$ é a função de Bessel de primeira ordem, $H^2(x)$ é a função Hankel de segunda ordem e k_0 é o número de onda no espaço livre. A Equação (2.51) é transcendental e a solução para k_0 é complexa. Resolvendo a Equação (2.51) para k_0 , a frequência de ressonância pode ser obtida como:

$$F_r(\text{GHz}) = \frac{4,7713 \text{Re}(k_0 a)}{a_{cm}} \quad (2.52)$$

Rearranjando os termos da Equação (2.52), e resolvendo para k_0a , tem-se:

$$k_0 a = \frac{F_r(\text{GHz})d(\text{cm})(a/d)}{4,7713} \quad (2.53)$$

No capítulo 3 são mostrados os reagentes e os métodos de síntese química utilizados na confecção dos pós cerâmicos nanométricos, os quais são a matéria prima para o projeto de antenas *patches* e ressonadores dielétricos apresentados neste trabalho.

Capítulo 3

Métodos de Sínteses e Caracterizações

Este capítulo apresenta um estudo a respeito dos métodos de sínteses utilizados neste trabalho. Dentre os diversos métodos de sínteses de pós cerâmicos existentes, destacam-se: o método convencional de mistura de óxidos, o método da reação de combustão, por sua eficiência e rapidez na obtenção dos mais variados pós nanométrico. A reação pelo método Pechini, pela sua reprodutibilidade e controle do tamanho do grão, também foi utilizada para obtenção dos pós, os quais são a matéria prima para obtenção dos substratos em forma de pastilha e cilindros dielétricos que comporão as antenas analisadas nesta tese. Os pós nanométricos obtidos foram caracterizados por microscopia eletrônica de varredura (MEV), difração de raios X (DRX) e refinados pelo método Rietveld para uma melhor identificação das fases das estruturas formadas.

3.1 Método da Reação por Combustão

Os primeiros registros históricos de obtenção de produtos através de processos envolvendo altas temperaturas datam de 1825 com o pesquisador Berzelius [32]. Desde o fim do século XIX vários outros pesquisadores desenvolveram técnicas de síntese para vários compostos utilizando algum combustível no meio reacional. O método de síntese por reação de combustão consiste em misturar os precursores (geralmente nitratos, acetatos ou carbonatos) dos cátions desejados numa cápsula de porcelana ou sílica vítrea com um combustível apropriado e um pouco de água para formar a solução e levar o meio reacional a uma fonte externa de aquecimento para ocorrer à ignição (combustão) [33], [34]. Essas fontes externas podem ser, por exemplo, uma placa de aquecimento, uma mufla ou um forno micro-ondas. Este tipo de reação também é conhecido como síntese auto-propagante, consistindo em um processo através da qual reação exotérmica é usada para produzir uma variedade de pós cerâmicos.

A técnica é uma maneira fácil, segura e rápida de produzir pós cerâmicos e suas prin-

cipais vantagens são que ela requer menos energia que os processos de síntese de materiais cerâmicos convencionais, sendo o tempo de processamento reduzido para poucos minutos. Podem-se também destacar como grandes vantagens do método de combustão, características interessantes como a sua simplicidade (uma vez que não necessita de múltiplas etapas), custo relativamente baixo e que normalmente leva a formação de produtos com estrutura e composição desejadas, isso devido à elevada homogeneização favorecida pela solubilidade dos sais em água [35]. Dependendo da quantidade de reagentes, o processo como um todo deve completar-se em menos de 10 (dez) minutos. A base da técnica de síntese através da reação de combustão deriva dos conceitos termodinâmicos usados na química dos propelentes e explosivos, envolvendo a reação de uma mistura redox, contendo os íons metálicos de interesse como reagentes oxidantes e a uréia como combustível redutor. Os nitratos metálicos são as fontes de íons, os sais mais usados por serem solúveis em água a baixas temperaturas são suficientes para fundi-los, garantido uma excelente homogeneização da solução.

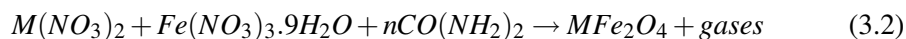
Os nitratos metálicos reagem com o combustível redutor, resultando na formação de um pó óxido fino, seco e geralmente cristalino. Enquanto as reações de redução são exotérmicas por natureza e conduzem a uma explosão não controlada. A combustão da mistura de nitratos metálicos com a uréia geralmente ocorre através de autopropagação em uma reação exotérmica não explosiva. A grande quantidade de gases formada pode resultar na aparência de uma chama, que pode alcançar temperaturas elevadas, superiores a 1000°C [36]. Entre as vantagens deste método pode-se destacar: a rapidez do processo de síntese, pois a combustão é sempre uma reação instantânea, o baixo custo observado, uma vez que não é necessário a utilização de equipamentos sofisticados, além de obter-se geralmente produtos monofásicos e com partículas em escala nanométrica [32]. As vantagens de se usar a uréia são: disponibilidade comercial, baixo custo e o fato de gerar altas temperaturas, necessárias para a formação das fases desejadas nos produtos. Utilizando-se teor de uréia em excesso na reação, os gases gerados são liberados mais rapidamente e com maior dissipação de energia, ou seja, menor será quantidade de energia disponível para a sinterização e cristalização, evitando-se a formação de aglomerados duros e/ou crescimento de partículas [37]. No campo de propelentes e explosivos, a mistura de combustão composta pelo combustível e o oxidante comumente é caracterizada pelos parâmetros razão de mistura, Ψ_m (relação combustível/oxidante na mistura), razão equivalente (Ψ) e coeficiente estequiométrico dos elementos (Ψ_e). A deficiência ou excesso, de combustível na mistura é determinado pela razão equivalente, que é definida pela expressão:

$$\Psi = \Psi_e / \Psi_m \quad (3.1)$$

Onde Ψ_e é a razão estequiométrica (relação estequiométrica combustível/oxidante). Para valores de $\Psi > 1$, a mistura é considerada deficiente em combustível; para $\Psi < 1$ a mistura é rica em combustível e $\Psi = 1$ para sistemas misturados estequiometricamente [36].

O calor liberado pela queima do combustível deve ser suficiente para a formação dos produtos desejados. A temperatura da chama produzida pela combustão depende da força redutora disponível e da quantidade de gases que se forma. Estas condições influenciam as características do pó produzido. Temperaturas elevadas favorecem a cristalização e sinterização do pó e quanto maior a quantidade de gases gerados maior será a dissipação de energia, ou seja, menor será a quantidade de energia disponível para a sinterização e cristalização [38]. Dentre os combustíveis mais usados podemos destacar, a hidrazina maleica, tetraformol, glicina e a uréia [34]. Sendo este último o combustível utilizado neste trabalho. O ajuste da quantidade de combustível mínimo necessário para o bom desenvolvimento da síntese deve considerar alguns fatores como: entalpia de formação do produto, evaporação dos compostos orgânicos e perdas de calor para o ambiente.

A Equação (3.2) descreve de uma maneira geral a obtenção de ferritas por meio da reação de combustão.



Em que, M é um cátion divalente (+2), podendo assumir as formas: M=Mn, Ni, Cu, Co, Mg, Sr, Zn.

3.2 Método da Reação dos Precursores Poliméricos

Inicialmente proposto pelo pesquisador Pechini em meados de 1967, o método dos precursores poliméricos ou método Pechini se baseia na formação de uma resina polimérica produzida pela poliesterificação entre um complexo metálico quelatado usando ácidos hidroxicarboxílicos (como ácido acético ou ácido maleico) e um álcool polihidróxi como o etileno glicol. Durante o aquecimento em temperaturas moderadas ocorrem às reações de esterificação e poliesterificação, havendo assim a formação da resina polimérica após a remoção do excesso de água. O aquecimento da resina polimérica acima de 300°C causa a quebra do polímero e a expansão da resina, formando o que se denomina *puff*. O *puff* ou resina expandida constitui-se de um material semi-carbonizado, portanto preto, mostrando um reticulado macroscópico e frágil, semelhante a uma espuma [39]. O polímero formado apresenta grande homogeneidade na dispersão dos íons metálicos e um tratamento

térmico adequado é realizado para a eliminação da parte orgânica e obtenção da fase cerâmica desejada. Este método tem sido muito investigado no intuito de melhorar as características dos pós, uma vez que permite a síntese de pós cerâmicos com controle preciso de estequiometria, boa sinterabilidade e controle do tamanho das partículas e da morfologia dos pós. As temperaturas requeridas são mais baixas do que no método convencional de mistura de óxidos, baixo custo e permite a obtenção de pós com alta pureza. O maior destaque desse método é obter um precursor polimérico homogêneo, composto de moléculas poliméricas ramificadas em que os cátions se encontram uniformemente distribuídos e com a mesma estequiometria dos metais constituintes nos óxidos finais [40]. A Figura 3.4 ilustra a reação entre o íon metálico (M^{4+}) e o ácido cítrico.

A reação química entre o ácido cítrico quelatado e o etileno glicol provocam reações de esterificação e poliesterificação, havendo assim a formação da resina polimérica, após a remoção do excesso de água. A Figura 3.2 mostra uma representação esquemática das reações de esterificação e poliesterificação [40]. A partir do momento em que se aquece a resina polimérica a um valor de temperatura superior a 300°C , tem-se início a quebra das ligações do polímero com consequente expansão da resina pelo aprisionamento dos gases H_2O , CO_2 e CO . Após o *puff*, o material da calcinação primária ou pirólise é desagregado e calcinado em temperaturas relativamente baixas, produzindo óxidos particulados finos combinados quimicamente e com boa estequiometria.

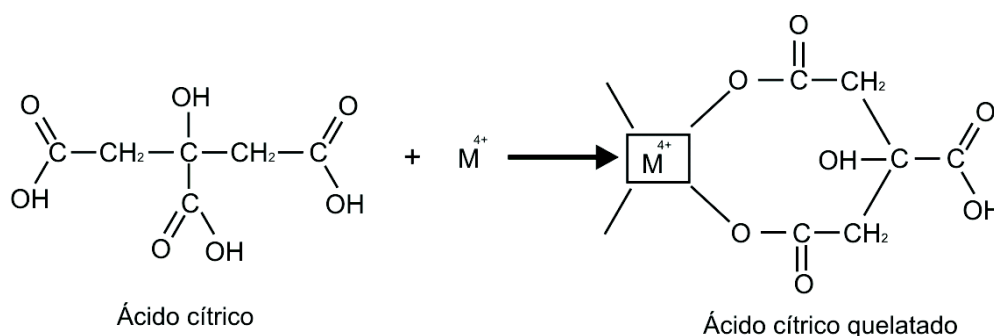


Figura 3.1: Reação química de quelatação do ácido cítrico.

3.3 Caracterização por Difração de Raios X (DRX)

A difratometria de raios X corresponde a uma das principais técnicas de caracterização microestrutural de materiais cristalinos, encontrando aplicações nos diversos campos do conhecimento, mais particularmente na engenharia e ciências de materiais, engenharia

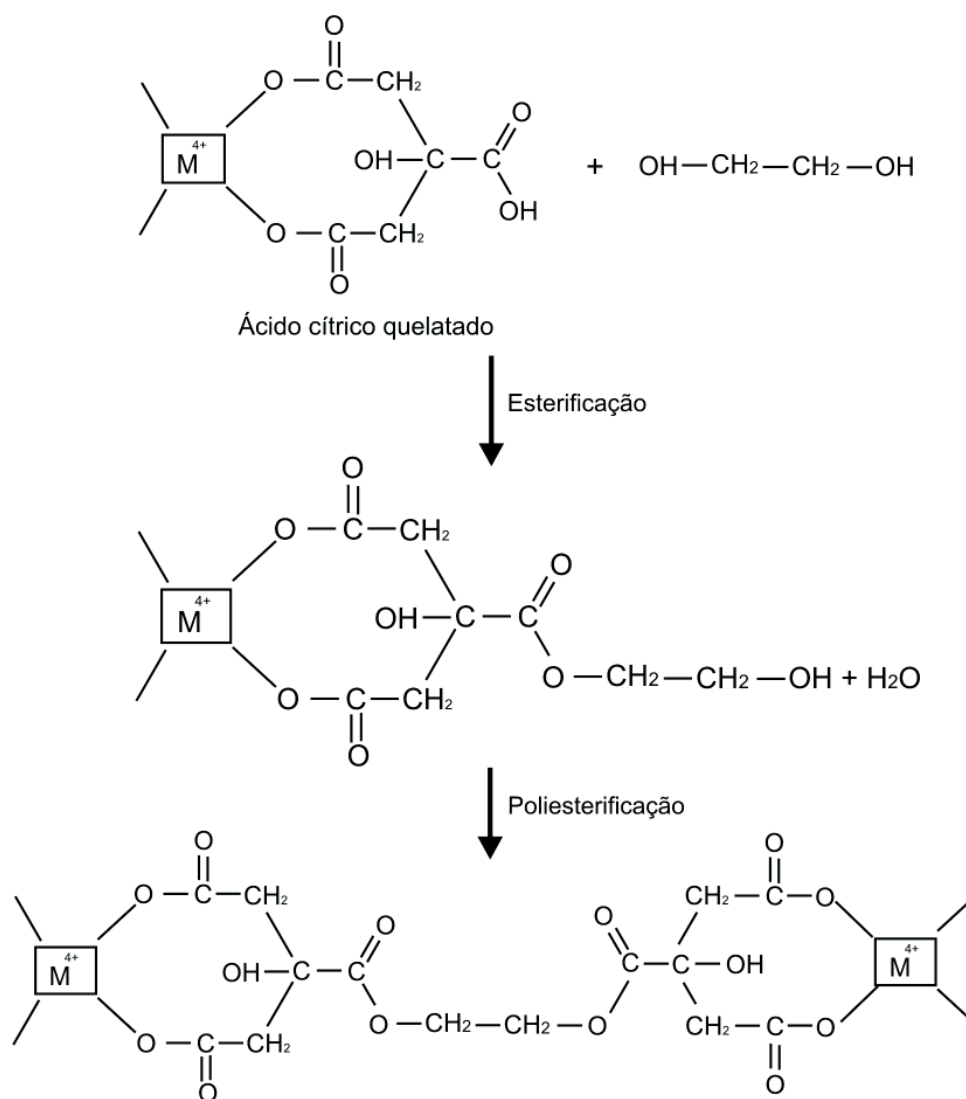


Figura 3.2: Reações químicas de esterificação e poliesterificação.

metalúrgica, química e de minas, geociências etc. Os primeiros estudos a respeito desse tipo de radiação datam de 1895 com o físico alemão Wilhelm Conrad Roentgen que detectou pela primeira vez os raios X, que foram assim chamados devido ao desconhecimento, por parte da comunidade científica da época, a respeito da natureza dessa radiação. A descoberta ocorreu quando Roentgen estudava o fenômeno da luminescência produzida por raios catódicos em um tubo de Crookes [41]. Todo o aparato foi envolvido por uma caixa com um filme negro em seu interior e guardado numa câmara escura. Próximo à caixa, havia um pedaço de papel recoberto de platinocianeto de bário. A radiação X é uma radiação eletromagnética que possui comprimento de onda da ordem de 10^{-10} m ou 1 Å. Ela é obtida a partir da emissão de elétrons de um dispositivo que os acelera por uma diferença de potencial. Esses elétrons são freados bruscamente, utilizando um anteparo como alvo. Quando os elétrons acelerados são freados bruscamente a radiação X é formada.

Na Química e Engenharia de materiais, a difração de raio X pode gerar informações valiosas sobre características da estrutura de um composto. Assim, como o infravermelho, é possível a partir do uso da difração de raio X obter informações, com tal certeza, sobre a possível estrutura do composto. No caso do raio X, os resultados são ainda mais precisos. Estas informações são geradas pelo fenômeno físico da difração e também da interferência, ou seja, quando os raios incidem sobre um cristal, ocorre a penetração do raio na rede cristalina, a partir disso, teremos várias difrações e também interferências construtivas e destrutivas. Os raios X interagirão com os elétrons da rede cristalina e serão difratados. Para se analisar a difração, basta colocar um dispositivo capaz de captar os raios difratados e traçar o espalhamento, ou seja, o desenho da forma da rede cristalina ou estrutura que refletiu e difratou os raios X. Se os átomos que geram esse espalhamento estiverem arranjados de maneira sistemática, como em uma estrutura cristalina (Figura 3.3) apresentando entre eles distâncias próximas ao do comprimento de onda da radiação incidente, pode-se verificar que as relações de fase entre os espalhamentos tornam-se periódicas e que efeitos de difração de raios X podem ser observados sob vários ângulos.

Para obtenção das análises de raios X, foi utilizado um difratômetro de raios X modelo Shimadzu XRD 6000, utilizando-se uma fonte de radiação $\text{CuK}\alpha$ de 1,5418 Å, com uma tensão de 30 KV e corrente de 20 mA em amostras em forma de pó e pastilhas.

3.3.1 A Lei de Bragg

Quando um feixe de raios X entra num cristal, como os das estruturas mostradas na Figura 3.3, esses raios são espalhados, sendo desviados em todas as direções pela estrutura

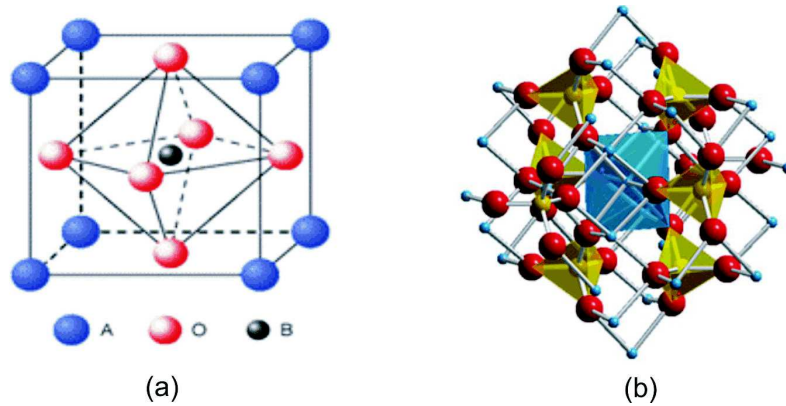


Figura 3.3: Estruturas tipo: (a) Perovskita e (b) Espinélio [42].

cristalina. Em algumas direções, as ondas espalhadas sofrem interferências destrutiva, resultando em mínimos de intensidade, por sua vez, em outras direções essa interferência é construtiva, resultando assim em máximos de intensidade. Esse processo de espalhamento e interferência é uma forma de difração, sendo analisada de forma diferente das difrações que ocorrem com a luz ao incidir sobre uma fenda ou mesmo em uma borda (quina). Para uma análise simplificada considere dois ou mais planos de uma estrutura cristalina, que pode ser do tipo perovskita ou espinélio por exemplo, conforme ilustra a Figura 3.4. As condições para que ocorra difração de raios X, vai depender das diferenças de caminhos percorridas por esses raios e do comprimento de onda da radiação incidente. Essa condição é dada pela lei de Bragg mostrada na Equação (3.3).

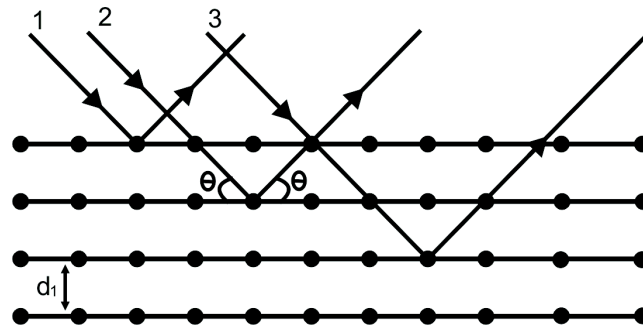


Figura 3.4: Feixes de raio X incidindo sobre uma estrutura cristalina.

$$2d_1 \sin \theta = m\lambda \quad (3.3)$$

Em que, λ corresponde ao comprimento de onda da radiação incidente; m é um número inteiro que representa a ordem do máximo de intensidade da suposta reflexão;

d_1 é a distância interplanar e θ é o ângulo de incidência e/ou reflexão também chamado ângulo de Bragg.

3.3.2 O Difratorômetro

O difratômetro é um instrumento para o estudo de materiais através da maneira que estes difratam raios X de comprimento de onda conhecido. A Figura 3.5 mostra um esquemático simplificado de um difratômetro. Para a realização das medidas, a amostra é girada de um ângulo θ , enquanto o detector é girado de um ângulo 2θ . Quando a condição de Bragg é satisfeita temos um pico no sinal do detector. Sabendo-se o valor de 2θ e o valor do comprimento de onda dos raios X podemos determinar o espaçamento entre os planos cristalinos que difrataram os raios X.

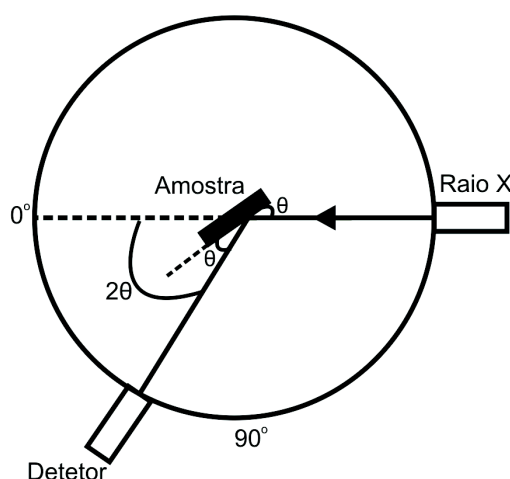


Figura 3.5: Esquemático de um difratômetro de raios X [42].

3.4 Refinamento de Raios X pelo Método Rietveld

O método Rietveld é um método bastante interessante e muito aplicado em química e engenharia de materiais, isso em virtude de sua ampla capacidade de caracterizar e classificar diferentes tipos e composto de materiais cerâmicos baseado na comparação entre um padrão de difração calculado e o padrão observado [43] - [45]. O padrão calculado é obtido utilizando-se a célula unitária como base para a definição das posições dos picos, as posições atômicas e parâmetros térmicos para definição das intensidades, uma função analítica variando com o ângulo de Bragg para descrever a forma e a largura dos picos e

a intensidade da radiação de fundo. Este padrão calculado é então comparado ao padrão observado, ponto por ponto e os parâmetros do modelo são ajustados pelo método dos mínimos quadrados [42], [45].

Esse método pode ser aplicado na análise quantitativa de fases, ajuste de parâmetros de cela e estudos estruturais, tais como: determinação de tamanho de cristalitos, distribuição de cátions, incorporação de átomos e formação de vacâncias, posições atômicas e defeitos estruturais. Para o método Rietveld, fez-se necessário a construção de um padrão de difração calculado, de acordo com o modelo estrutural. O padrão calculado é obtido pela introdução direta dos dados cristalográficos, como: i) simetria do grupo espacial, ii) posições atômicas, iii) posições de ocupação e iv) parâmetros de rede. O padrão calculado ao se ajustar ao padrão observado fornece dados dos parâmetros estruturais do material e parâmetros do perfil de difração. O termo refinamento no método de Rietveld refere-se ao processo de ajuste do modelo de parâmetros obtidos no cálculo da distribuição atômica em uma estrutura cristalina e um padrão de difração de raios X obtido experimentalmente, ou seja, busca-se a acomodação do padrão calculado aos resultados experimentais, respeitando as exatas posições dos picos e o perfil de comportamento com relação a alargamentos basais [44]. Neste trabalho, todos os difratogramas de raios X obtidos foram refinados por esse método, em que foi utilizado o programa Maud, versão 2.044, para análise precisa dos dados.

3.5 Microscopia Eletrônica de Varredura

O Microscópio Eletrônico de Varredura é um equipamento versátil que permite a obtenção de informações estruturais e químicas de diferentes amostras. O seu funcionamento consiste em incidir um feixe de elétrons de alta energia na superfície da amostra onde ocorrerá uma interação, sendo parte do feixe refletido e coletado por um detector que converte este sinal em imagem, ou seja, imagem de elétrons retroespalhados. A microscopia eletrônica de varredura (MEV) é uma técnica bastante interessante para análise morfológica de partículas e da microestrutura dos materiais. Como dito antes, a técnica consiste em incidir um feixe de elétrons que irá realizar uma varredura na superfície da amostra analisada. O resultado disso é que uma série de sinais serão gerados, dentre eles destacam-se os elétrons secundários com energia de aproximadamente 50 eV. A aplicação de uma fina camada de metal inibe o surgimento de cargas eletrostáticas sobre a superfície do material se este não for condutor. Esses elétrons secundários serão captados por um detector cuja resposta modula o brilho de um tubo de raios catódicos e que é varrido em sincronismo com o feixe eletrônico. Dessa forma, cada ponto da amostra corresponde a

um ponto na tela e nele é mapeada a resposta do objeto ao feixe de excitação [32].

3.6 Preparação dos Pós Nanométricos

Neste trabalho, inicialmente foram sintetizados os pós de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ (Titanato de Bário), $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ (Titanato de Cálcio) e $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ (Titanato de Zinco) pelo método convencional de mistura de óxidos. Pelo método Pechini, foram sintetizados os pós de Titanato de Zircônia ($Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$) e uma Ferrita de Níquel ($NiFe_2O_4$). A Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$) foi sintetizada pelo método da reação de combustão. Esses pós foram preparados e compõem os ressoadores dielétricos e substratos das antenas *patches* propostas e analisadas nesta tese.

3.6.1 Preparação dos Pós por Reação de Pechini

A Tabela 3.1 apresenta os reagentes utilizados para obtenção dos pós do Titanato de Zircônia e da Ferrita de Níquel pelo método Pechini utilizados neste trabalho.

Tabela 3.1: Reagentes químicos utilizados nas sínteses dos pós pelo método Pechini.

Reagentes Químicos		
	$Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$	$NiFe_2O_4$
1	Ácido Cítrico anidro	Ácido Cítrico anidro
2	Etileno glicol	Etileno glicol
3	Iso-propóxido de Titânio	Nitrato de Níquel
4	N-propóxido de Zircônia	Nitrato de Ferro
5	Heptamolibdato de Amônio	—

Os pós foram obtidos a partir de citratos metálicos por meio da reação do ácido cítrico com o citrato de Titânio, o citrato de Zircônia e o etileno glicol. A Figura 3.6 apresenta o fluxograma da metodologia empregada na obtenção do Titanato de Zircônia. De maneira semelhante, os pós da Ferrita de Níquel foram obtidos a partir dos nitratos metálicos por meio da reação do ácido cítrico com o nitrato de Ferro e nitrato de Níquel, conforme ilustra o diagrama de blocos da Figura 3.7.

3.6.2 Preparação dos Pós por Reação de Combustão

Para a preparação da Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$), os reagentes utilizados na síntetização dos pós pelo método de reação por combustão são mostrados na

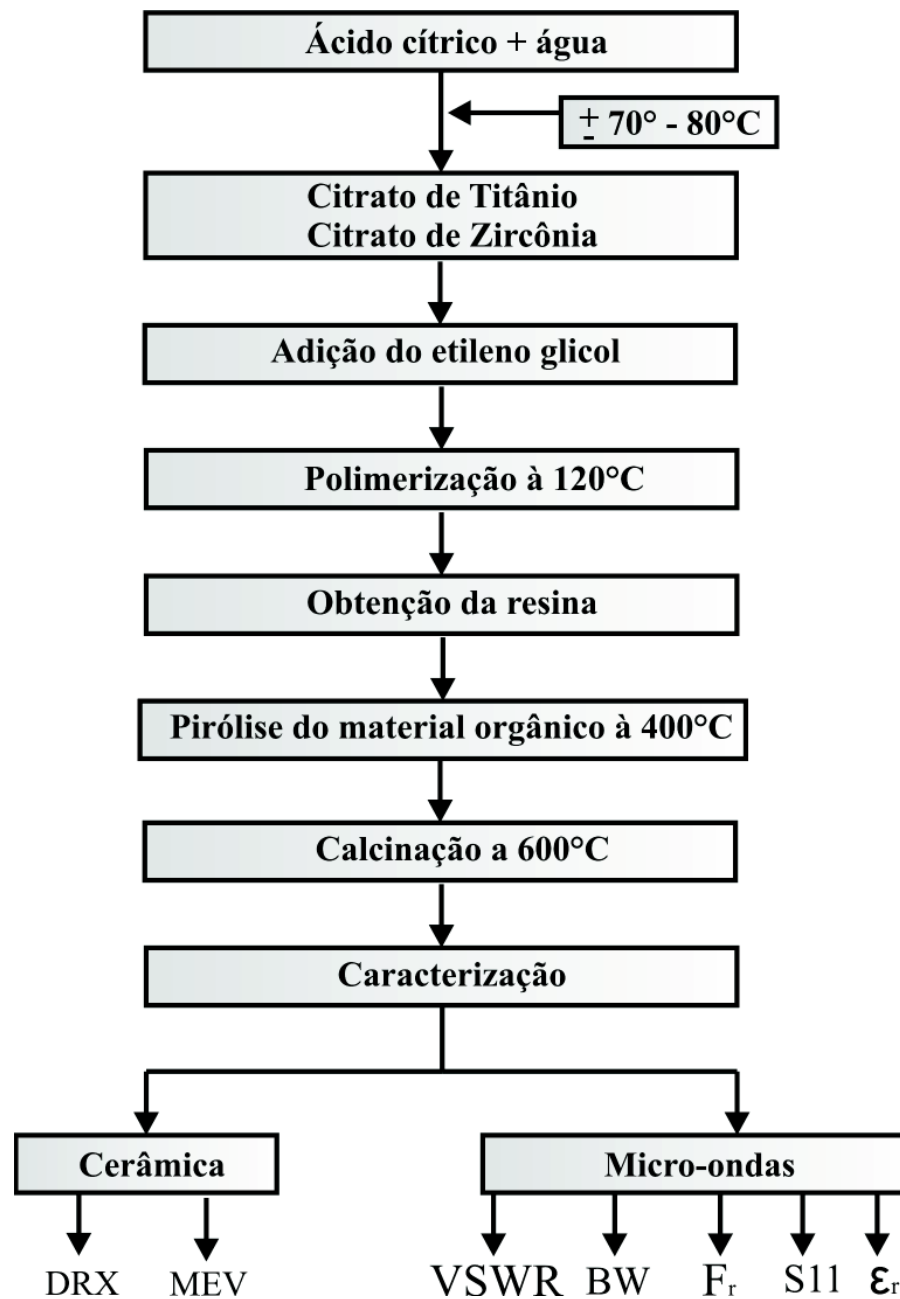


Figura 3.6: Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Zircônia obtida pelo método Pechini.

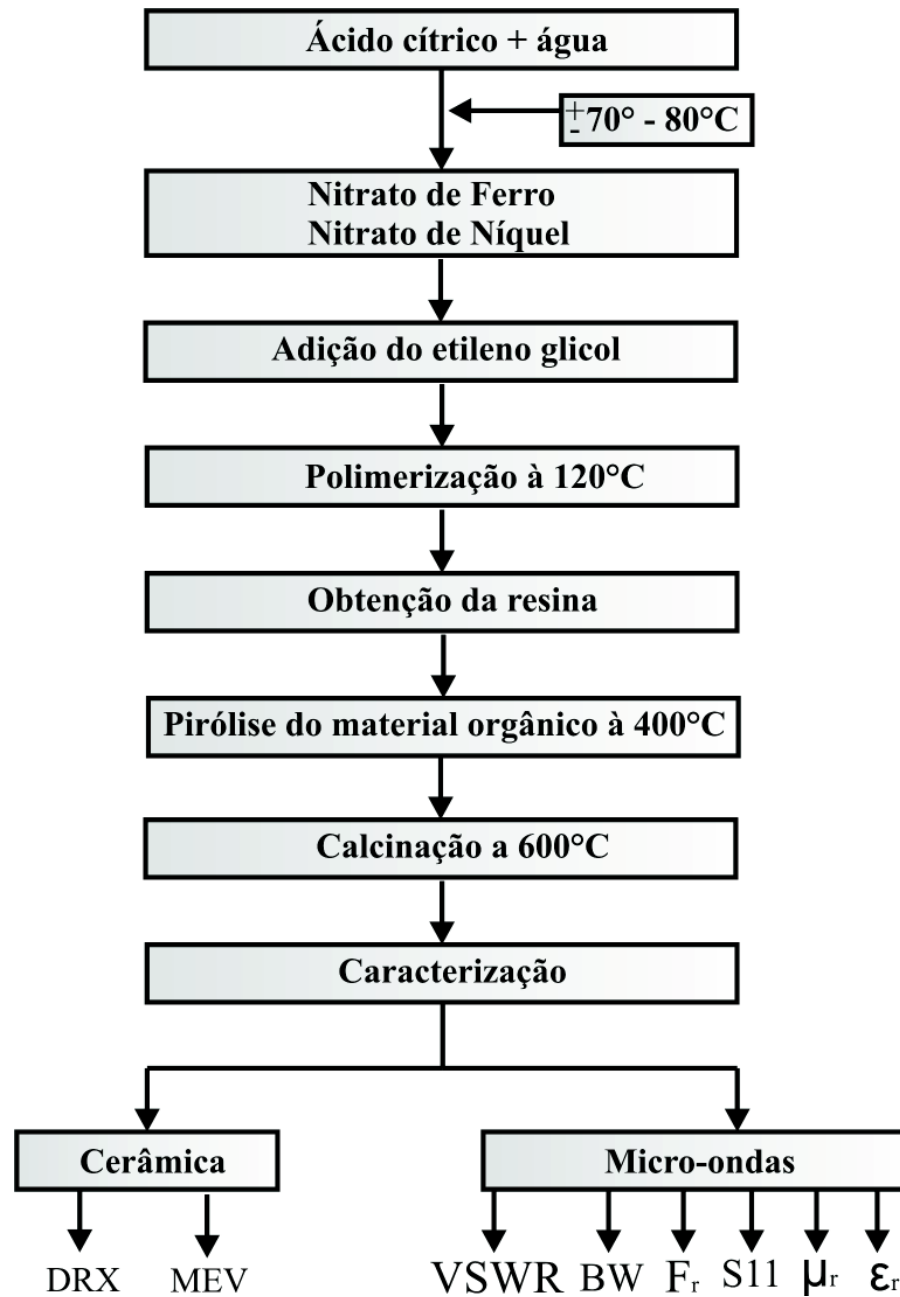


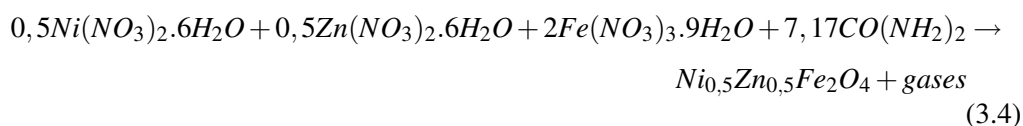
Figura 3.7: Fluxograma para a obtenção e caracterização da Ferrita de Níquel obtida pelo método Pechini.

Tabela 3.2. Basicamente foram utilizados os Nitratos de Níquel e Nitrato de Ferro como reagentes (oxidantes) e fonte de cátions e como combustível e agente redutor foi utilizada a Uréia. A reação global para a produção do composto de $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ pode ser representadas pela Equação (3.4).

Tabela 3.2: Reagentes químicos utilizados na síntese dos pós de $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ pelo método da reação por combustão.

	Reagentes Químicos
1	Nitrato de Níquel Hexahidratado
2	Nitrato de Ferro Nonohidratado
3	Uréia

A Figura 3.8 apresenta o fluxograma da metodologia empregada na obtenção da Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$). Analisando a Figura 3.8 pode-se observar que a maior diferença do método de reação de combustão com relação a outros métodos de síntese de materiais cerâmicos esta na ausência de uma etapa de calcinação para se atingir produtos, geralmente monofásicos. O material recolhido da síntese é apenas desaglomerado por maceração manual, peneirado e dessa forma se encontra pronto para caracterizações, prensagem e sinterização a altas temperaturas. Esta peculiaridade, confere ao método de síntese por reação de combustão uma distribuição catiônica na rede cristalina que não obedece necessariamente ao arranjo mais estável para a estequiometria utilizada no processo. Em consequência disto, estes materiais pode apresentar-se em uma forma meta-estável a temperatura ambiente.



A Figura 3.9 ilustra o momento da combustão ocorrida na síntese da Ferrita de Níquel-Zinco.

3.6.3 Preparação dos Pós por Mistura de Óxidos

Inicialmente foram preparados os compostos de Titanato de Bário ($Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$), Titanato de Cálcio ($Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) e Titanato de Zinco ($Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) em quantidades estequiométricas bem definidas pelo método de mistura dos óxidos de Bário e Titânio (BaO/TiO_2), Cálcio e Titânio (CaO/TiO_2) e Zinco e Titânio (ZnO/TiO_2) a altas

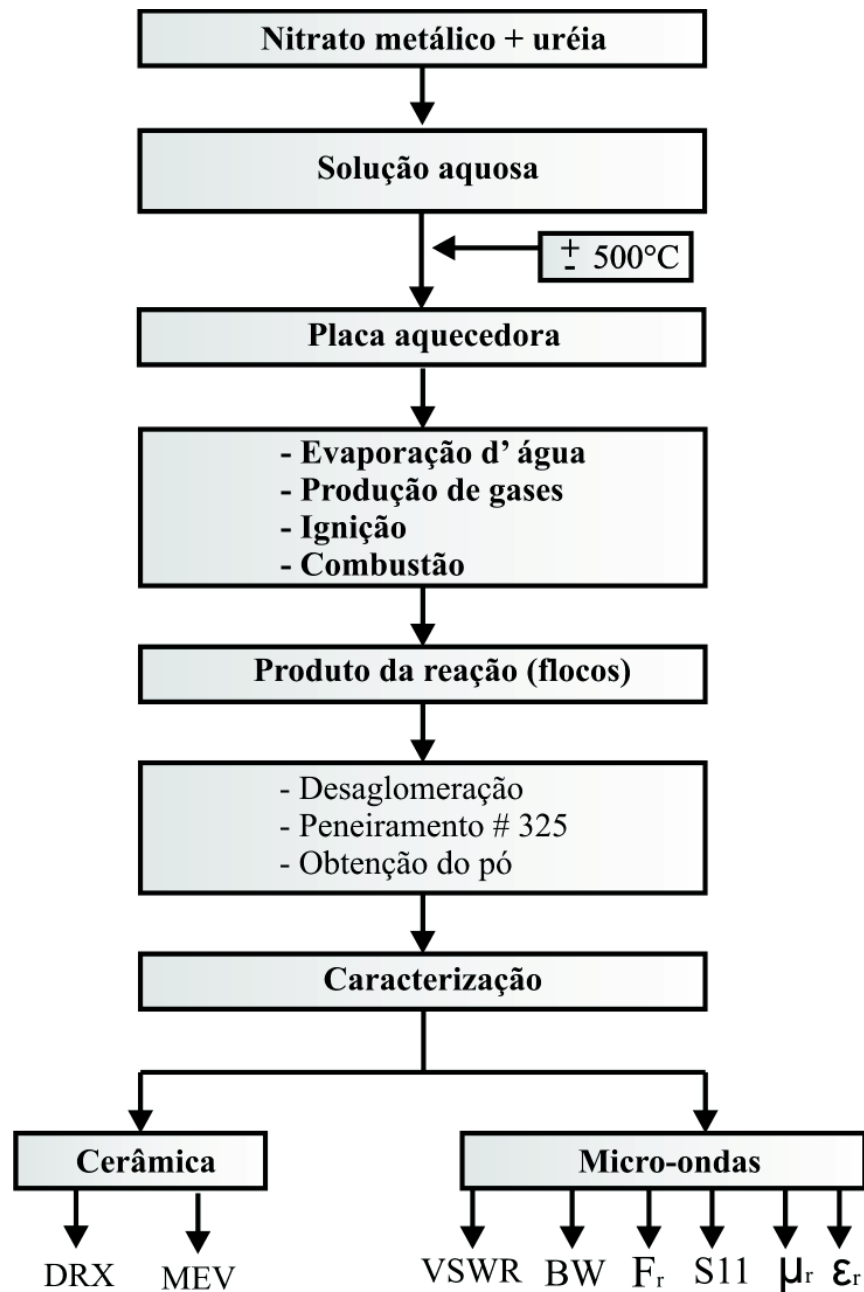


Figura 3.8: Fluxograma para a obtenção e caracterização da ferrita de Níquel-Zinco.

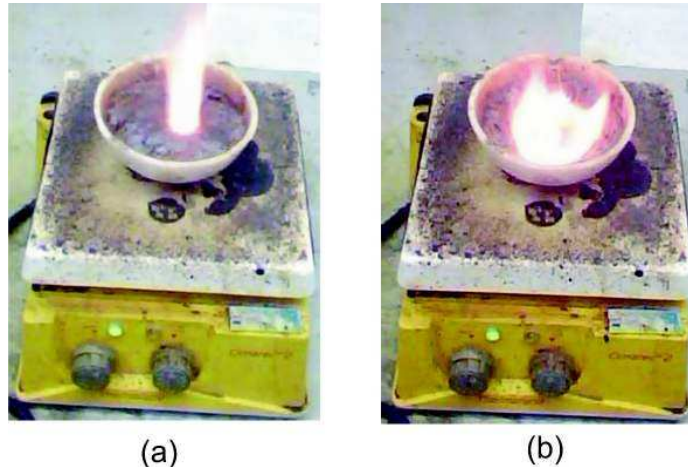
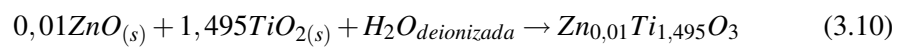
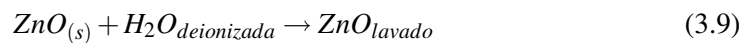
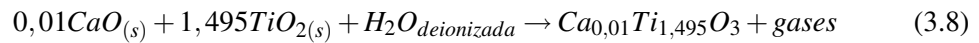
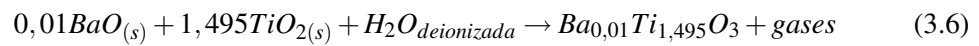
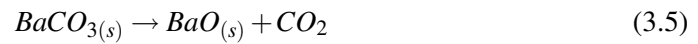


Figura 3.9: Síntese da Ferrita de Níquel-Zinco por combustão: (a) início da reação e (b) parte final da reação.

temperaturas. As estruturas desenvolvidas pelo método citado, possibilita uma rota de síntese que formam óxidos mistos convencionais e produção de material em larga escala a um custo relativamente baixo [46]. As Equações seguintes fornecem a síntese direta dos compostos a base de Titanatos propostos.



Em que as Equações (3.5) e (3.7), mostram a obtenção dos óxidos de Bário e de Cálcio a partir do Carbonato de Bário e Carbonato de Cálcio, respectivamente. As Equações (3.6) e (3.8), apresentam, em meio aquoso, a mistura dos reagentes em estado sólido, seguida de uma etapa de Calcinação. Por sua vez, na obtenção do Titanato de Zinco, inicialmente, água deionizada foi adicionada ao Óxido de Zinco, Equação (3.9), com a finalidade de homogeneizar a solução. Na etapa seguinte, Equação (3.10), os óxidos de Zinco e Titânio, em quantidades estequiométricas predefinidas foram misturados a uma solução aquosa composto por água deionizada em seguida levado a altas temperaturas para a formação do composto.

Os reagentes precursores utilizados para a produção dos pós são listados na Tabela 3.3. Os diagramas de blocos das Figuras 3.10 - 3.12 respectivamente, ilustram a metodologia empregada na obtenção dos pós de Titanato de Bário, Titanato de Cálcio e Titanato de Zinco nas quantidades estequiométricas estabelecidas.

Tabela 3.3: Reagentes químicos utilizados nas sínteses dos pós pelo método de mistura de óxidos.

Reagentes Químicos			
	$Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$
1	Carbonato de Bário	Carbonato de Cálcio	Óxido de Zinco
2	Óxido de Titânio	Óxido de Titânio	Óxido de Titânio

3.7 Caracterização por DRX, Rietveld e MEV

O padrão de difração de raio X da fase $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$, refinado pelo método Rietveld após tratamento térmico a 600°C é mostrado na Figura 3.13.

Após a análise do difratograma de raios X para o sistema $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$ observa-se uma ótima concordância entre os dados experimentais e numéricos, obtido pelo refinamento Rietveld, o que comprova que o composto é monofásico em toda a sua estrutura. Esse composto foi calcinado a 600°C por 1 hora e apresentou um tamanho de cristalito da ordem de 5,5 nm, calculado pela Equação de Sherrer et al. [44], [47], [48]. A Figura 3.14 ilustra a microscopia eletrônica de varredura da amostra da mesma estrutura. Nesse resultado é possível observar a distribuição de tamanho uniforme das partículas e seu aspecto poroso com um aumento de 10000 vezes.

A Figura 3.15 ilustra o padrão de difração de raio X da ferrita de Níquel ($NiFe_2O_4$) calcinada a 700°C por 1 h em atmosfera ambiente. Do resultado obtido, é possível obser-

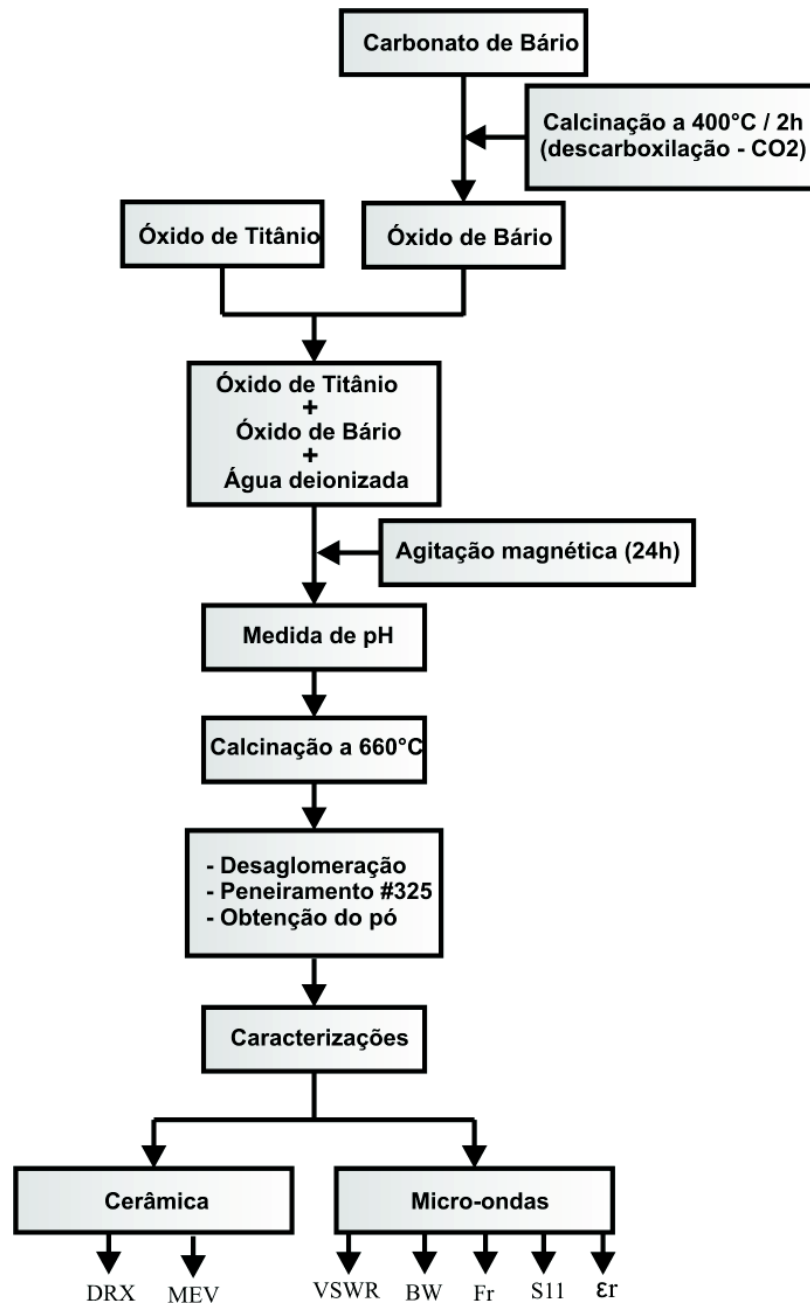


Figura 3.10: Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Bário pelo método de mistura de óxidos.

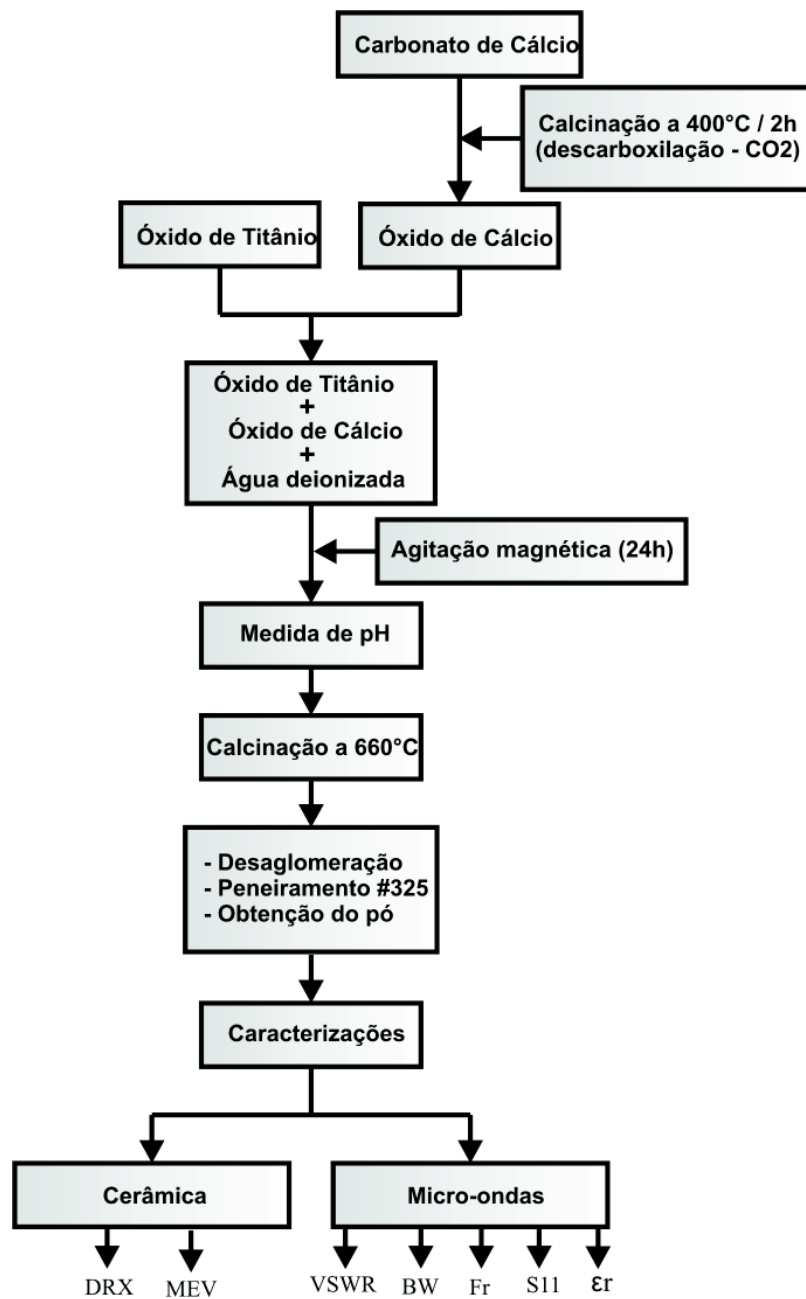


Figura 3.11: Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Cálcio pelo método de mistura de óxidos.

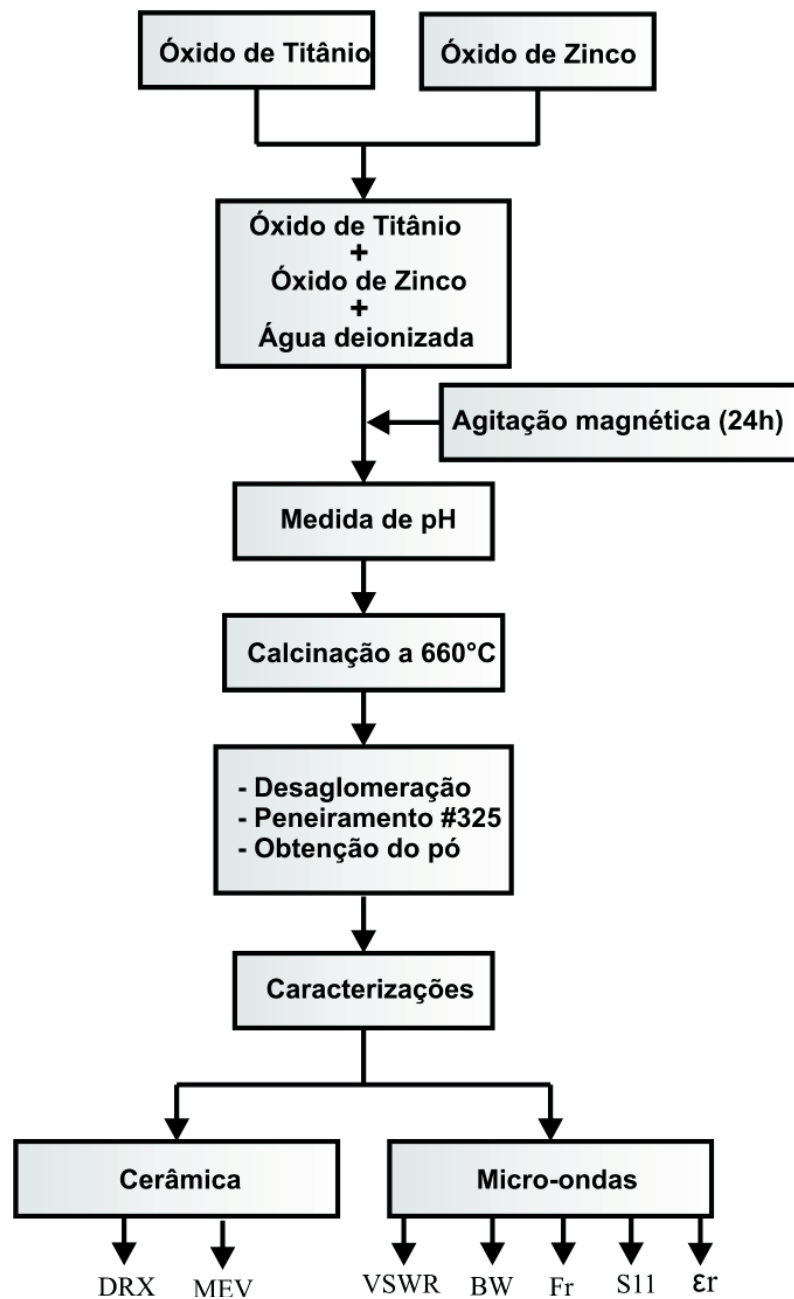


Figura 3.12: Fluxograma para a obtenção e caracterização do Titanato de Zinco pelo método de mistura de óxidos.

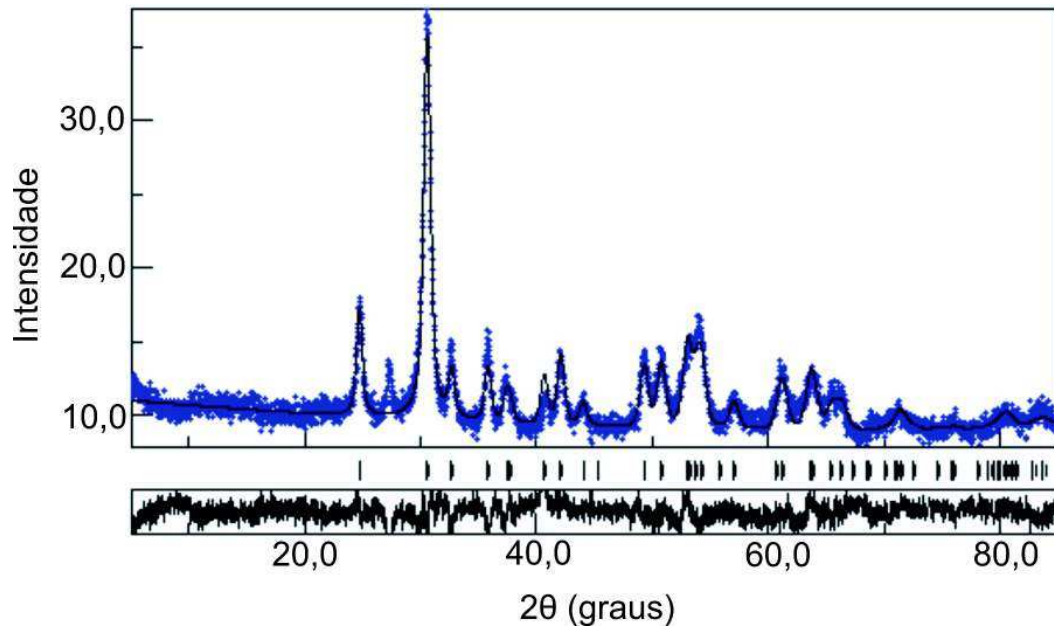


Figura 3.13: Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ti_{0.75}Zr_{0.25}O_2$.

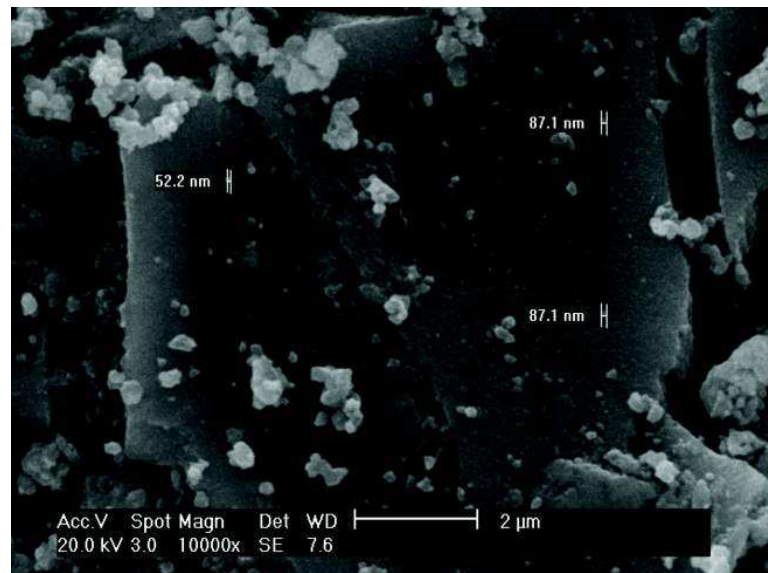


Figura 3.14: MEV do $Ti_{0.75}Zr_{0.25}O_2$ calcinado a 600°C por 1 h pelo método Pechini.

var a formação da fase níquel em todo o sistema analisado. O espectro foi analisado pelo método de Rietveld, onde foi possível investigar os fatores que determinam as preferências de coordenação estrutural destes óxidos e seus parâmetros estruturais. Além disso, o entendimento da estrutura dos óxidos é muito importante para melhor compreensão das propriedades físicas deste sistema. Analisando detalhadamente o resultado, é possível visualizar uma boa correlação entre os difratogramas experimentais (círculos azuis) e os refinados (linha preta) para a fase da ferrita $NiFe_2O_4$, indicando uma alta confiabilidade dos resultados obtidos. A Figura 3.16 ilustra a microscopia eletrônica de varredura da amostra de $NiFe_2O_4$. Novamente é possível observar a distribuição de tamanho uniforme das partículas e seu aspecto poroso. Além disso, a estrutura mostra partículas bem definidas ao longo da amostra.

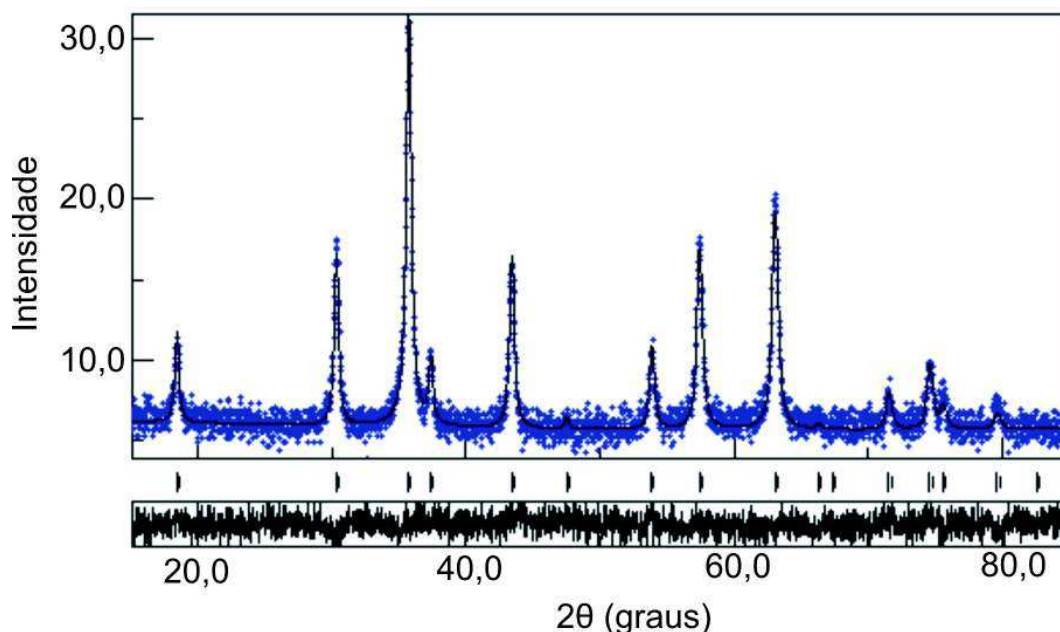


Figura 3.15: Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $NiFe_2O_4$.

A Figura 3.17 ilustra o padrão de difração de raio X da Ferrita de Níquel-Zinco. O espectro foi refinado pelo método de Rietveld, em que é possível observar que dados experimentais apresentam apenas os picos constantes no padrão observado para o espinélio de ferritas, caracterizando produtos monofásicos. Observa-se também que o processo de refinamento concordou perfeitamente aos dados experimentais, conseguindo uma boa cobertura dos picos, respeitando os posicionamentos e os alargamentos basais. Novamente indicando uma alta confiabilidade dos resultados obtidos. O tamanho do cristalito

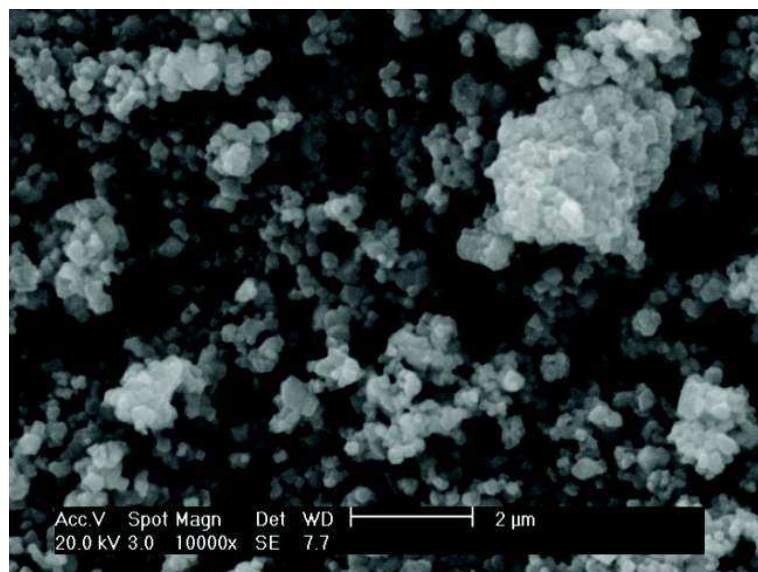


Figura 3.16: MEV da Ferrita de Níquel ($NiFe_2O_4$) calcinada a 700°C por 1 h pelo método Pechini.

se apresentou na ordem de 41,49 nm. Estes valores foram obtidos após a fase de refinamento comprovando a estrutura nanométrica dos pós. A Figura 3.18 ilustra a microscopia eletrônica de varredura da amostra de $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ com um aumento de 10000x. Em que, é possível observar a distribuição de partículas não tão uniforme quanto a observada no MEV da Ferrita de Níquel. Também se observa com clareza os grãos de tamanhos variados e com contornos bem definidos.

A Figura 3.19 ilustra o padrão de difração de raios X do Titanato de Bário calcinado a 600°C por 1 hora. Pelo difratograma é possível observar fases cristalinas de $BaTiO_3$ e TiO_2 . A Figura 3.20 ilustra a microscopia eletrônica de varredura da amostra de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ com um aumento de 15000x. Em que, é possível observar uma distribuição uniforme de partículas com contornos de grãos bem definidos.

A Figura 3.21 ilustra o padrão de difração de raios X do Titanato de Cálcio calcinado a 660°C por 1 hora. Pelo difratograma é possível observar fases cristalinas de $CaTiO_3$ e TiO_2 para a estrutura, comprovadas pelo refinamento Rietveld realizado. A Figura 3.22 ilustra a microscopia eletrônica de varredura da amostra de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ com um aumento de 10000x. Novamente é possível observar uma distribuição uniforme de partículas com contornos de grãos bem definidos com morfologia porosa.

A Figura 3.23 ilustra a microscopia eletrônica de varredura da amostra de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ com um aumento de 5000x. Em que, é possível observar uma distribuição uniforme de

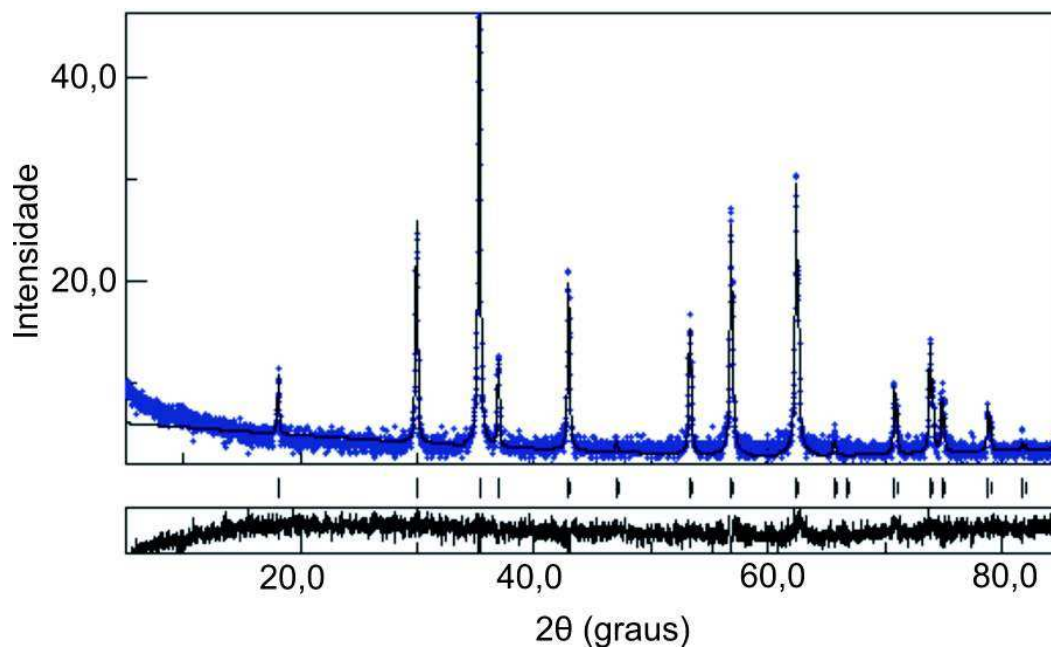


Figura 3.17: Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_2O_4$.

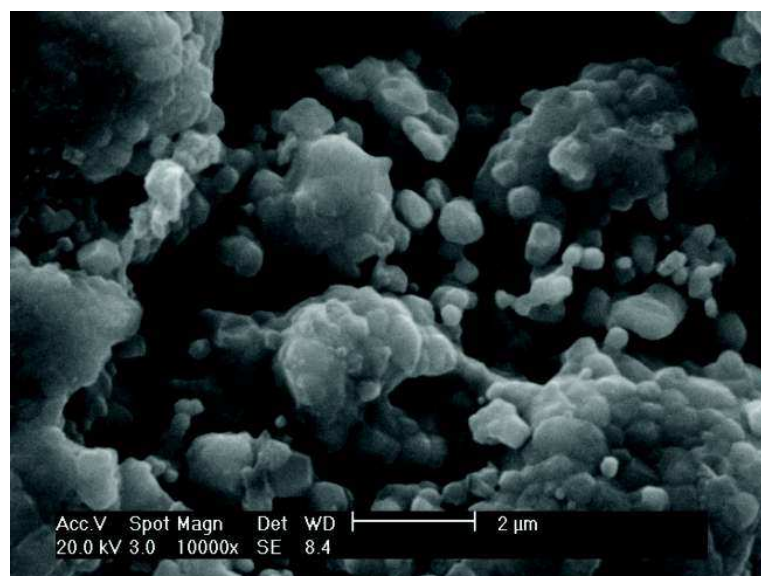


Figura 3.18: MEV da Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0.5}Zn_{0.5}Fe_2O_4$) calcinada a 600°C por 1 h pelo método da reação por combustão.

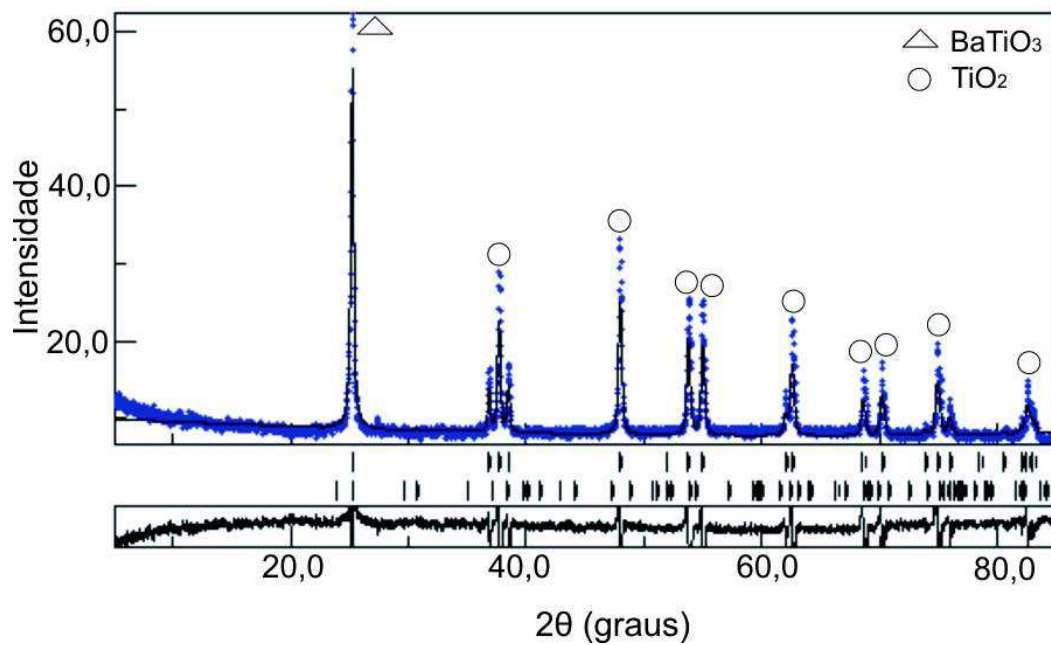


Figura 3.19: Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.

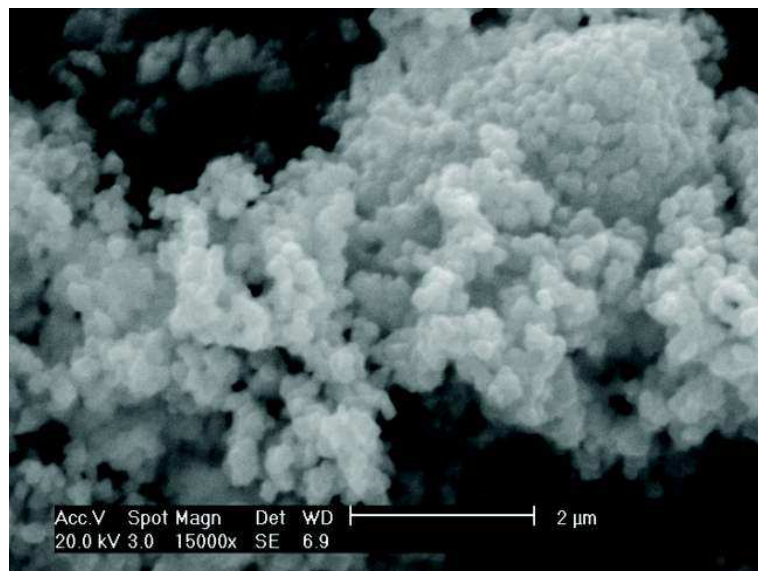


Figura 3.20: MEV do Titanato de Bário ($Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.

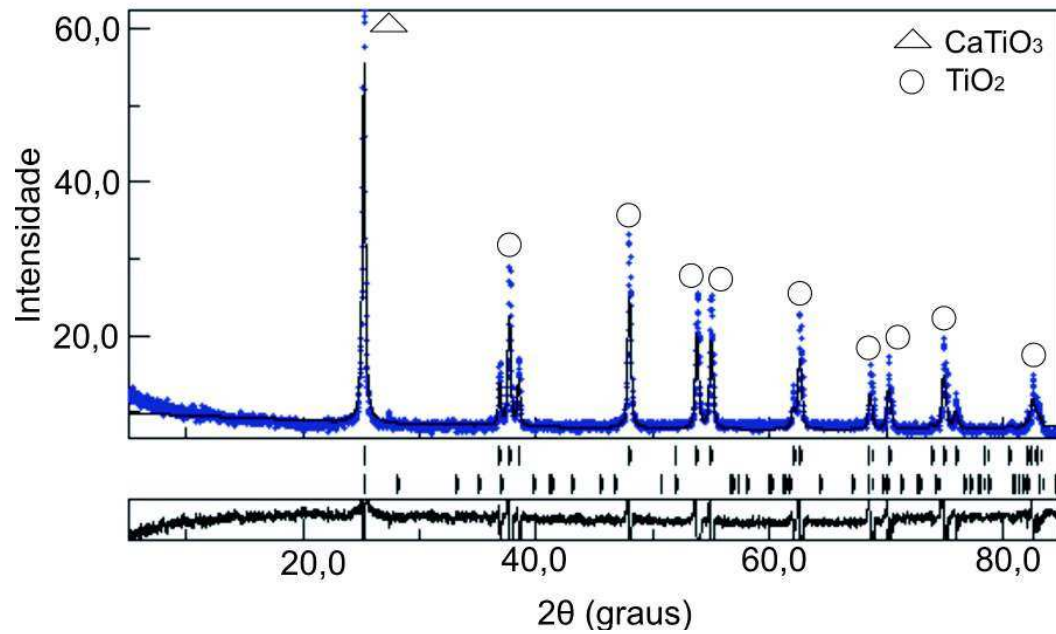


Figura 3.21: Padrão de raios X medido (círculos azuis) e calculado (linha preta) por Rietveld da fase $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.

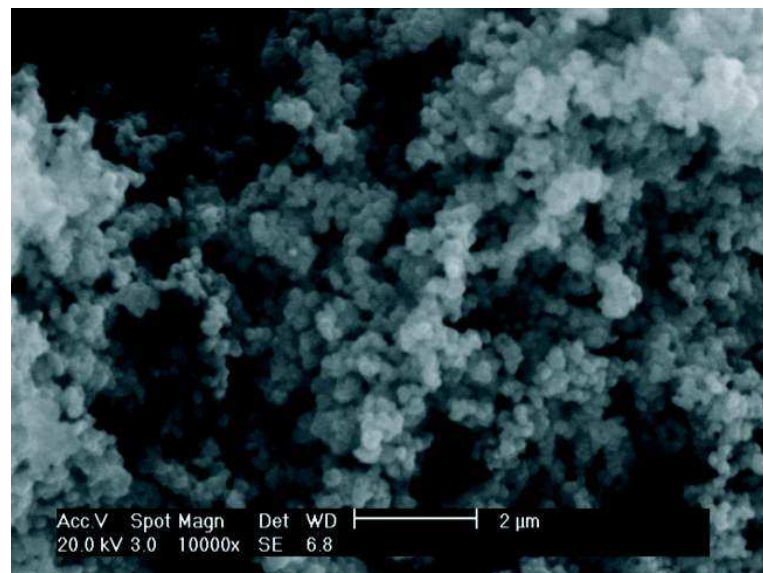


Figura 3.22: MEV do Titanato de Cálcio ($Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.

partículas com contornos de grãos bem definidos e apresentando dimensão da ordem de 244 nm conforme medida realizada na amostra do cristalito observado.

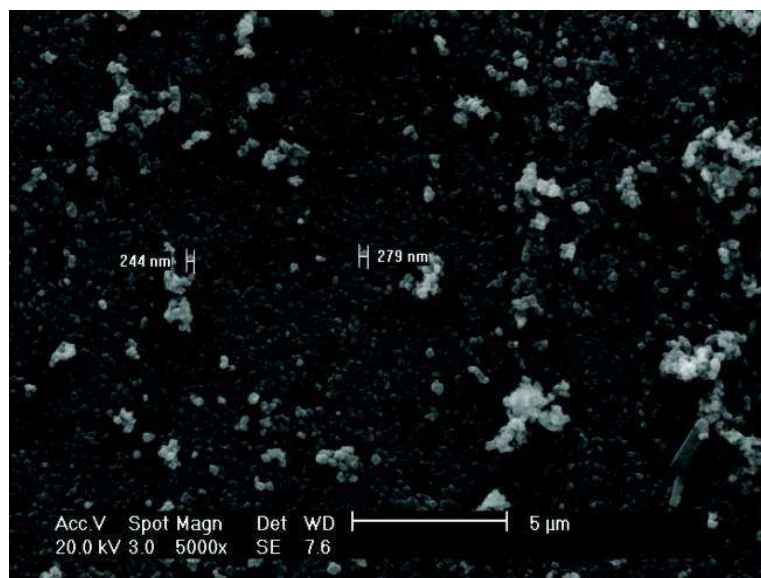


Figura 3.23: MEV do Titanato de Zinco ($Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$) calcinado a 660°C por 1 h pelo método de mistura de óxido.

3.7.1 Curvas de Magnetização

Quando o material ferromagnético é submetido a um ciclo de varredura de campo magnético H , ocorre um rearranjo da distribuição dos momentos magnéticos para manter reduzida a energia do sistema. Quando um material ferromagnético é exposto a um campo magnético, à medida que esse campo aumenta, a indução também aumenta atingindo o ponto de saturação (MS). A partir desse ponto, se o campo magnético for reduzido a zero, a indução vai diminuindo até um valor denominado indução residual ou remanescente (MR). Se o campo for aplicado no sentido inverso ao primeiro, a indução diminuirá até atingir o zero. O valor do campo em que isso ocorre é denominado campo coercitivo (HC). Se o campo continuar aumentando, a indução magnética atingirá novamente a saturação ($-MS$) completando-se um ciclo, onde a curva formada é chamada de curva de histerese. A área dessa curva representa as perdas totais do material em um ciclo. Quando o ensaio é realizado em corrente contínua, pode-se dizer que a área da curva é equivalente às perdas por histerese [49]. A Figura 3.24 mostra as curvas de histerese das Ferritas de Níquel ($NiFe_2O_4$) e Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$). As baixas perdas obtidas na inversão do

campo magnético indicam que se trata de um material magnético macio, sendo despendida pouca energia para reverter os momentos magnéticos. Materiais dessa natureza, com essas características são interessantes a aplicações em dispositivos de micro-ondas, isso em virtude de sua fácil polarização e despolarização. Também é possível observar que a Ferrita de Níquel satura em um valor maior que a Ferrita de Níquel-Zinco, apresentando campo coercitivo e magnetização remanescente maiores em relação a Ferrita de Níquel-Zinco, o que torna esta Ferrita produzida pelo método Pechini ainda mais interessante em termos de aplicações do que a Ferrita de Níquel-Zinco produzido pelo método de combustão. A Tabela 3.4 resume os resultados obtidos pela curva de histerese.

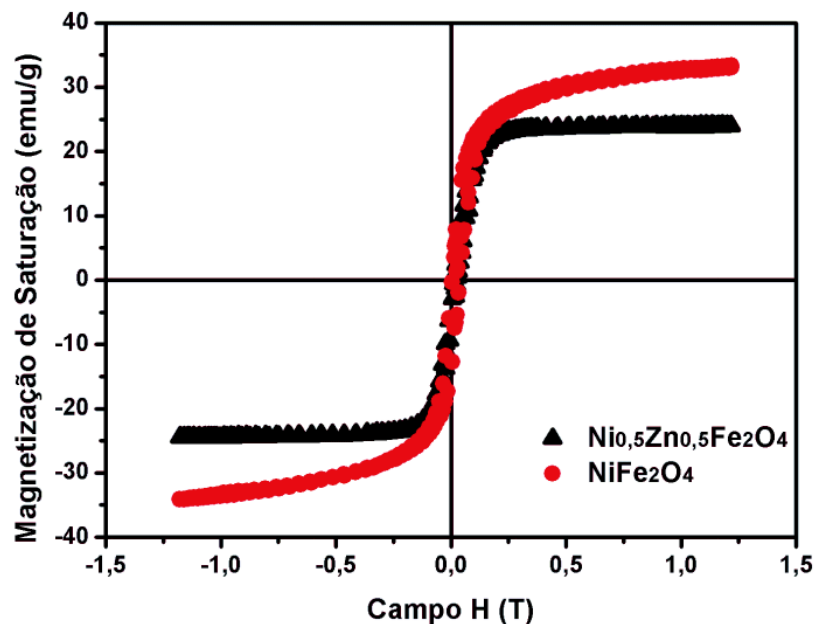


Figura 3.24: Curva de histerese das Ferritas de $NiFe_2O_4$ e $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$.

Tabela 3.4: Propriedades magnéticas para as Ferritas.

Propriedades magnéticas	$Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$	$NiFe_2O_4$
Magnetização de saturação (MS)	24,1751 emu/g	33,7325 emu/g
Campo coercitivo (HC)	0,0056 Tesla	0,0159 Tesla
Magnetização remanescente (MR)	1,6571 emu/g	5,7958 emu/g

3.8 Preparação das Pastilhas e Cilindros Dielétricos

Os pós cerâmicos produzidos pelos métodos de sínteses citados, foram devidamente caracterizados por DRX, Rietveld e MEV, sendo esses pós a matéria prima principal para a confecção das antenas analisadas nesta tese. Todos os dispositivos cerâmicos fabricados e estudados, o qual compõem as antenas e/ou ressoadores dielétricos, foram confeccionados por prensagem uniaxial (foi usado 110 MPa) de pós na sua forma nanométrica em um molde de aço ferramenta com diâmetro de 30 mm. Em linhas gerais, o processo de fabricação dos substratos, cilindros e pastilhas dielétricas envolveu seis etapas. A Figura 3.25 resume a metodologia utilizada na confecção dos ressoadores dielétricos.

Antes de passar a fase de modelagem e medição (seção 5) das antenas *patches* e ressoadores dielétricos, foi necessária realizar a caracterização elétrica dessas pastilhas cerâmicas, com o intuito de obtenção de parâmetros importantes em projetos de antenas, tais como: permissividade elétrica, permeabilidade magnética e as perdas associadas as pastilhas e substratos cerâmicos. Todas as pastilhas foram redimensionadas para as dimensões do guia de ondas WR-90, operando na banda X (8,2 - 12,2 GHz), para posterior análise dos parâmetros de espalhamento no analisador de rede vetorial. A Figura 3.26 exemplifica a metodologia empregada na caracterização elétricas e/ou magnéticas desses materiais. Uma vez que a pastilha cerâmica está conectada ao guia de ondas (Figura 3.26b), é possível obter por meio do analisador de rede as permissividades elétricas e as permeabilidades magnéticas das cerâmicas, bem como as perdas associadas as mesmas. Sabendo-se que as características dos materiais apresentam forte dependência com a frequência, é feita uma média dos valores de ϵ_r e μ_r medidos na faixa de frequência compreendida entre 8,2 - e 12,4 GHz. As Tabelas 3.5 e 3.6 mostram todos os parâmetros elétricos e magnéticos obtidos das pastilhas cerâmicas pelo analisador de rede vetorial.

Tabela 3.5: Parâmetros elétricos e magnéticos das pastilhas cerâmicas a base de Titanatos.

	$Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$	$Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$
ϵ_r	40	35	20	20
μ_r	1	1	1	1
$\tan\delta_e$	0,0002	0,02	0,002	0,002
$\tan\delta_m$	0	0	0	0

Após uma série de simulações, alguns protótipos foram construídos e medidos com a finalidade de validar os resultados simulados. O equipamento utilizado nas medições das antenas e consequentemente na obtenção de parâmetros de espalhamento (Equação 2.9) foi o analisador de rede vetorial modelo R&S ZVB14, o mesmo utilizado nas caracteriza-



(a)



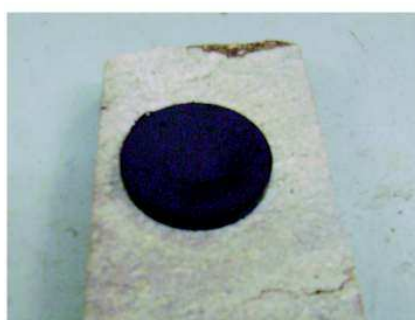
(b)



(c)



(d)

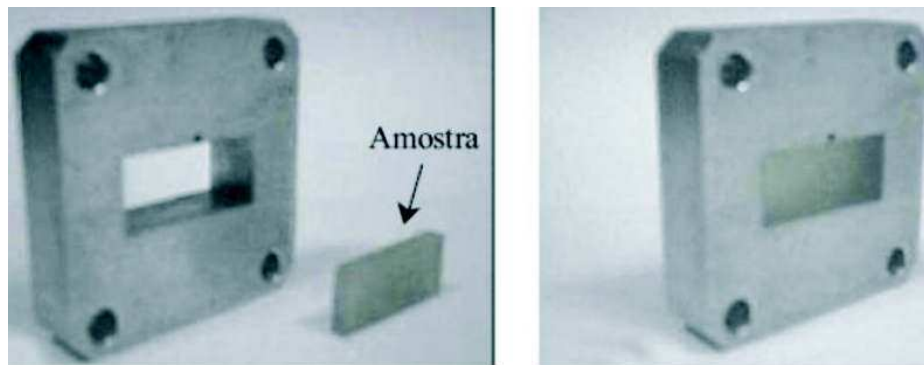


(e)

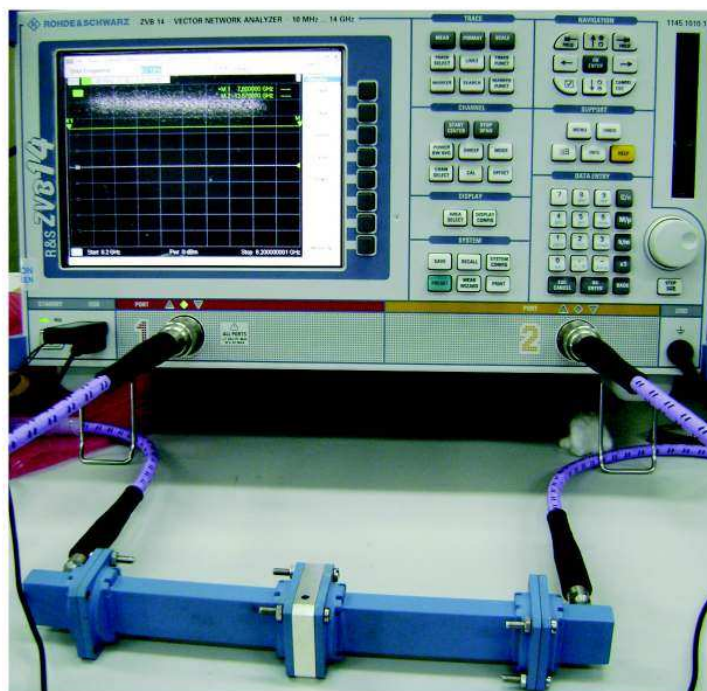


(f)

Figura 3.25: (a) Alguns reagentes utilizados nas reações de sínteses química, (b) Pó cerâmico na sua forma nanométrica, (c) Peneira com mesh 325 utilizada após a fase de maceração manual do pó, (d) Prensa hidráulica utilizada na prensagem dos pós, (e) Pastilha cerâmica após prensagem a 110 MPa e (f) Sinterização a 1100°C por 2 horas em atmosfera ambiente.



(a)



(b)

Figura 3.26: *Setup* utilizado nas caracterizações elétricas e magnéticas das pastilhas cerâmicas: (a) Pastilhas antes das medições e (b) Pastilhas no guia de ondas.

Tabela 3.6: Parâmetros elétricos e magnéticos das pastilhas cerâmicas a base de Ferritas.

	$NiFe_2O_4$	$Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$
ϵ_r	10,2	10,6
μ_r	0,9	0,92
$\tan\delta_e$	0,0002	0,0002
$\tan\delta_m$	0,0002	0,01

ções das pastilhas e cilindros cerâmicos.

O capítulo 4 tratará de redes neurais artificiais como a técnica utilizada na criação de modelos para as antenas e/ou ressoadores propostos nesta tese. O modelos neurais que são apresentados, é de fundamental importância na análise paramétrica dos dispositivos investigados e também poderão auxiliar no projeto e otimização das antenas consideradas.

Capítulo 4

Redes Neurais Artificiais

Este capítulo apresenta os principais tópicos relacionados às redes neurais artificiais (RNA), tais como: modelo do neurônio artificial, arquitetura de uma rede de múltiplas camadas (MLP), que serão importantes no desenvolvimento deste trabalho, bem como os algoritmos de treinamento associado a essa arquitetura de rede. Em especial, dar-se-á uma maior atenção ao algoritmo de retropropagação do erro (*backpropagation*) e uma de suas variantes, o *resilient backpropagation* (RPROP), também muito utilizado no treinamento de redes neurais artificiais do tipo MLP. Este algoritmo foi um dos principais responsáveis pelo ressurgimento do interesse da comunidade científica em redes neurais, após um período de grande ceticismo em relação às suas potencialidades. Apresenta-se também as redes multicamadas como modelos para modelagens dos dispositivos de micro-ondas investigados neste trabalho, além de uma discussão a respeito da importante propriedade de aproximação e generalização dos modelos propostos apresentados por esta arquitetura de rede utilizada.

4.1 Introdução

Uma das áreas de pesquisa mais interessante no atual momento é a simulação de capacidades cognitivas de um ser humano. Projetam-se máquinas capazes de exibir um comportamento inteligente, como se fossem reações humanas. A inteligência do ser humano é a mais avançada dentro do universo das criaturas e a região de localização dessa inteligência é o cérebro. As entidades básicas são os neurônios, interconectados em redes o que permite a troca de informação entre eles, criando a inteligência biológica [50], [51]. Uma ambição óbvia que surge desses fatos é a tentativa de copiar a estrutura e o funcionamento do cérebro em um ambiente técnico, isso significa que a pesquisa tenta entender o funcionamento da inteligência residente nos neurônios e mapeá-la para uma estrutura artificial, por exemplo, uma combinação de *hardware* e *software*, dessa forma,

transformando as redes neurais biológicas em redes neurais artificiais. Redes neurais artificiais têm sido aplicadas com sucesso nos mais diversos problemas. Dentre as áreas de aplicação mais comumente utilizadas pode-se citar: sistemas de controle, reconhecimento de padrões, aproximação de funções, além de se mostrar muito eficiente em relação aos modelos eletromagnéticos e os modelos empíricos para projeto de dispositivos de micro-ondas. Embora existam inúmeras arquiteturas de redes neurais, a arquitetura multicamada é sem dúvida a mais frequentemente encontrada na literatura. Entre as razões para a sua popularidade, podemos citar sua capacidade de aproximação universal e sua flexibilidade para formar soluções de qualidade para uma ampla classe de problemas linearmente e não-linearmente separáveis, a partir de um mesmo algoritmo de aprendizado [52] - [56].

Uma rede neural artificial é uma máquina que é projetada para modelar a maneira como o cérebro realiza uma tarefa particular ou função de interesse. A rede é normalmente implementada utilizando-se componentes eletrônicos ou é simulada por programação em um computador. Para alcançarem bom desempenho, as redes neurais empregam uma interligação maciça de células computacionais simples denominadas "neurônios" ou "unidades de processamento"[50]. Em geral, os modelos neurais associam a precisão dos simuladores eletromagnéticos (modelos físicos/métodos numéricos de onda completa) e a eficiência computacional, que é uma característica dos modelos empíricos [56]. Uma vez treinados com um conjunto de dados apropriados, os modelos neurais são computacionalmente eficientes em relação aos métodos eletromagnéticos e precisos em relação aos métodos empíricos. A principal função de uma rede neural é armazenar conhecimento experimental e torná-lo disponível para o uso. Ela se assemelha ao cérebro humano em dois aspectos: (i) O conhecimento é adquirido pela rede a partir de seu ambiente através de um processo de aprendizagem e (ii) Forças de conexão entre neurônios, conhecidas como pesos sinápticos, são utilizadas para armazenar o conhecimento adquirido.

Basicamente uma RNA é constituída por neurônios, que são as unidades de processamento e pelas sinapses que fazem a interligação entre esses neurônios. Cada interligação dessas apresenta um peso ou parâmetro livre associado. Este peso é usado para amplificar ou atenuar o sinal que chega a conexão. Os neurônios recebem estímulos a partir dos outros neurônios conectados a eles. Os que recebem sinais de fora da rede são chamados de neurônios de entrada, os que fornecem sinais para fora da rede são chamados neurônios de saída e os que recebem estímulos de outros neurônios são conhecidos como neurônios ocultos. A utilização de redes neurais oferece as seguintes propriedades [50]:

1. Não-linearidade: Uma rede neural constituída por conexões de neurônios não-lineares é dita não-linear;

2. Mapeamento de entrada-saída: Esta propriedade é baseada diretamente na aprendizagem supervisionada;
3. Adaptabilidade: As redes adaptam seus pesos sinápticos de acordo com modificações no ambiente;
4. Informação contextual: Cada neurônio da rede é afetado pela atividade de todos os outros neurônios da rede;
5. Tolerância à falhas: Falha em um neurônio da rede é considerada uma falha suave em virtude de não prejudicar seriamente a resposta final da rede;
6. Uniformidade de análise e projeto: Por apresentarem neurônios em comum, aplicações diversas tornam-se possíveis em redes neurais;
7. Analogia neurobiológica: A analogia com o cérebro comprova a capacidade do processamento paralelo e distribuído.

Todo o procedimento de aprendizagem segue etapas (algoritmo), cuja função é modificar os pesos sinápticos da rede, de forma conveniente para alcançar um objetivo de projeto desejado. Existem várias arquiteturas e algoritmos de aprendizagem para o projeto de uma RNA. Nessa tese dar-se-á ênfase às redes sem realimentação, com algoritmos de treinamento supervisionado e com estratégia de aprendizado baseado na correção do erro. Dentre as mais diversas configurações de redes alimentadas diretamente com aprendizado supervisionado, destacam-se [50]:

- Redes perceptrons de múltiplas camadas (MLP);
- Redes de funções de base radial (RBF);
- Redes de funções sample (SFNN);
- Redes de Fourier;
- Redes wavelet;

4.2 Arquitetura de uma RNA

Normalmente um único neurônio com entradas múltiplas não é suficiente para realizar uma tarefa, precisa-se, portanto, de mais de um neurônio operando em paralelo. Grande parte das arquiteturas de redes neurais é formada pela organização dos neurônios em camadas [56], [57]. Uma camada deve agrupar neurônios com funções ou propriedades semelhantes. As características das arquiteturas incluem os tipos de conexões, bem como os seus esquemas e as configurações das camadas. Dessa forma, a maneira como uma RNA organiza seus elementos de processamento está intimamente ligada ao algoritmo

de treinamento associado. Três estruturas são mais comumente usadas, porém nesse trabalho dar-se-á ênfase as redes alimentadas diretamente (*Feedforward*). Esse tipo de rede são atualmente as mais populares, principalmente por existirem métodos de aprendizado bastante difundidos e relativamente fáceis de manipular.

4.2.1 Rede *Feedforward* (FNN) em Camada Única

Nessa configuração de rede, Figura 4.1(a), têm-se uma rede com duas camadas, sendo uma camada de entrada e uma camada de saída, a qual fornecerá a resposta final da rede.

4.2.2 Rede *Feedforward* (FNN) Distribuída em Múltiplas Camadas

O que caracteriza a rede da Figura 4.1(b) é a presença de uma ou mais camadas ocultas participando na computação no sentido direto, nesse exemplo têm-se uma rede com três camadas alimentada diretamente, sendo uma camada de entrada, uma camada de neurônios ocultos, que recebem o estímulo da camada de entrada e por fim uma camada de saída.

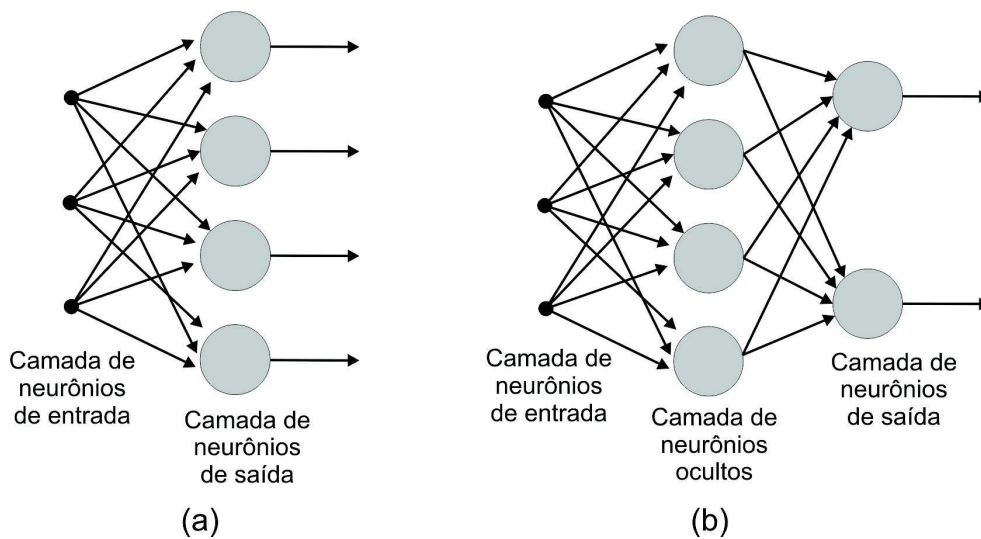


Figura 4.1: Rede FNN: (a) com duas camadas e (b) com três camadas, sendo uma camada oculta de neurônios.

4.2.3 Redes Recorrentes

A característica principal de uma rede recorrente, Figura 4.2, é a presença de pelo menos um laço de realimentação [50].

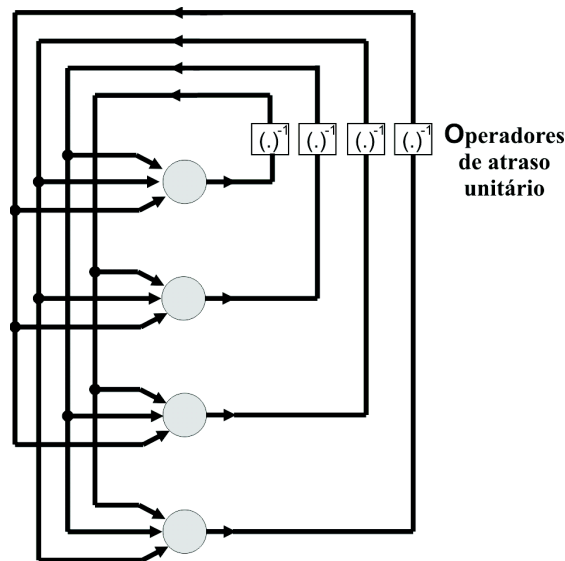


Figura 4.2: Rede recorrente sem neurônios ocultos.

Uma propriedade importante das redes neurais é a sua habilidade de aprender a partir de um ambiente a qual está inserida, também conhecido como ambiente de aprendizado, e a partir daí, melhorar seu desempenho por meio da aprendizagem. A aprendizagem é um processo pelo qual os parâmetros livres de uma rede neural são adaptados, através de um processo de estimulação pelo ambiente no qual a rede está inserida. O tipo de aprendizagem é determinado pela maneira pela qual a modificação dos parâmetros ocorre [50]. Com isso a rede é capaz de a partir de exemplos, aprender a esse conjunto de dados fornecido e principalmente, ser capaz de generalizar o conhecimento adquirido quando ativada com novos exemplos de treinamento, uma vez que esta é uma propriedade muito difícil de se obter a partir dos mais diversos sistemas de computação convencional [50] - [56].

4.3 Aprendizado Supervisionado

A mais importante propriedade de uma rede neural artificial é sua capacidade de aprendizado. Uma rede neural aprende através de um processo iterativo de ajustes aplicados aos seus pesos sinápticos e limiares, o qual pode ser expresso na forma de um algoritmo computacional. Uma definição interessante de aprendizado é dado por Haykin et al. (2001) [50]: "O aprendizado é um processo pelo qual os parâmetros livres de uma rede neural são adaptados através de um processo de estímulo pelo ambiente no qual a

rede está inserida".

A metodologia de projeto de redes neurais utilizadas neste trabalho é relacionado à aprendizagem supervisionada, em que o conhecimento do ambiente é transmitido a rede por meio de exemplos entrada/saída. A adaptação dos pesos de uma rede neural é realizada por um algoritmo de treinamento baseado no método do gradiente, conforme será mostrado em seções posteriores. A Figura 4.3 ilustra o método convencional (EM-ANN) para o desenvolvimento de um modelo neural, em que a rede neural é treinada com o intuito de minimizar o erro médio quadrático, sendo o sinal erro a diferença entre a resposta desejada e a saída da rede neural. Nesta estratégia de aprendizado, padrões de entrada e saída (obtidos por simulação e/ou medição) são fornecidos a rede neural. Esta por sua vez, é treinada de forma que sua saída tende a resposta desejada. Um caso ótimo, é que a saída da rede seja o mais próximo possível da resposta desejada, minimizando dessa forma o erro. Esse processo é iterativo, ocorrendo uma determinada quantidade de vezes, até que um critério de para seja estabelecido.

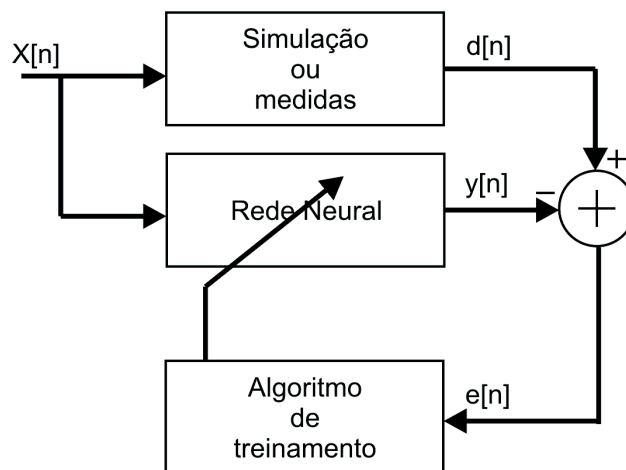


Figura 4.3: Metodologia por aprendizado supervisionado.

4.4 Modelo Não-Linear de um Neurônio Artificial

O modelo do neurônio artificial utilizado é o de McCulloch e Pitts. Um neurônio é uma unidade de processamento de informação de uma rede neural [50]. A Figura 4.4 mostra o diagrama em blocos de um neurônio artificial.

Ele é constituído por um conjunto de pesos sinápticos, um somador que faz uma combinação linear dos sinais de entrada ponderados pelas sinapses do neurônio e por fim uma

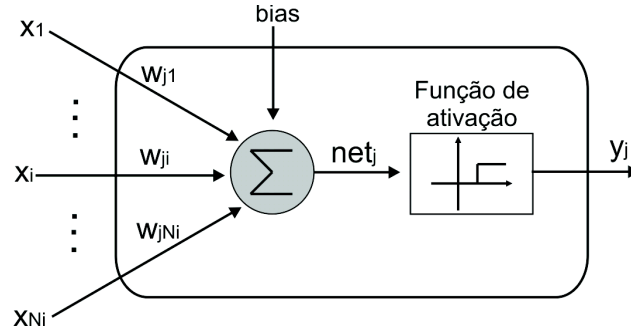


Figura 4.4: Modelo de um neurônio artificial.

função de ativação que restringe a amplitude de saída de um neurônio. A atividade interna do neurônio depende diretamente da saída do combinador acrescido de um valor de limiar (bias) que pode ser positivo ou negativo, utilizado para determinar o limiar de atuação do modelo.

Matematicamente um neurônio j de uma RNA com N_i entradas é expresso por:

$$net_j = \sum_{i=1}^{N_i} x_i w_{ji} + b \quad (4.1)$$

$$y_j = \phi(net_j) \quad (4.2)$$

Em que, x_1, x_2, \dots, x_{N_i} são os sinais de entrada; w_1, w_2, \dots, w_{ji} são os pesos sináptico entre o neurônio i e o neurônio j ; b é um valor de polarização; net_j é o potencial de ativação; $\phi(\cdot)$ é a função de ativação e y_j é o sinal de saída do neurônio. Várias são as funções de ativação a serem empregadas na formulação de um neurônio, de uma maneira geral as mais comumente usadas estão listadas na Tabela 4.1.

4.5 Rede Perceptrons de Múltiplas Camadas

Uma rede perceptron de múltiplas camadas (*multilayer perceptron - MLP*), como mostrado anteriormente na Figura 4.1(b), é constituída basicamente por neurônios distribuídos em distintas camadas, em que cada neurônio dessas camadas está diretamente ligado aos neurônios das camadas anteriores. A propagação dos sinais ocorre no sentido direto, ou seja, da camada de entrada para a camada de saída passando através das camadas ocultas da RNA.

Nessa configuração de rede, os neurônios da primeira camada realizarão o produto

Tabela 4.1: Funções de ativação comumente utilizadas.

Função de ativação	Modelo matemático
Sigmóide	$\phi(x) = \text{sig}(x) = \frac{1}{1+\exp(-x)}$
Tangente hiperbólica	$\phi(x) = \frac{\exp(x)-\exp(-x)}{\exp(x)+\exp(-x)}$
Linear	$\phi(x) = ax + b$
Arcotangente	$\phi(x) = \frac{2}{\pi} \arctan(x)$

interno das entradas aplicadas (x_i), com os seus respectivos pesos (w_{ji}), sendo adicionado uma polarização (b). O efeito dessa polarização é de fundamental importância quando a soma ponderada dos neurônios da camada anterior for igual a zero [50], [56]. O resultado dessa soma é o potencial de ativação, net_j , que por sua vez é aplicado a uma função de ativação, $\phi(\text{net}_j)$, que normalmente é a saída final da rede ou passa a ser a entrada de uma camada posterior. As seções seguintes descreverão os métodos de treinamento de uma rede MLP, a exemplo do algoritmo *backpropagation* e o *resilient backpropagation* que é um algoritmo derivado do *backpropagation*.

4.5.1 Treinamento da Rede MLP

A rede perceptron de múltiplas camadas têm sido amplamente aplicada em soluções de diversos problemas complicados, através de um treinamento supervisionado baseado no algoritmo de retropropagação do erro (*backpropagation*) e suas derivações, em que esse algoritmo é baseado na regra de aprendizagem por correção do erro.

Neste tipo de rede neural, existem dois tipos de sinais: os sinais funcionais e os sinais de erro. Em linhas gerais, a aprendizagem por retropropagação do erro consiste de dois passos através das diferentes camadas da rede: (i) um passo para frente (propagação) e (ii) um passo para trás (retropropagação) [50]. No passo para frente um vetor de entradas (sinal funcional) é aplicado aos nós sensoriais de entrada da rede e seu efeito se propaga através da rede, camada por camada. Finalmente, um conjunto de saídas é produzido como resposta real da rede. Durante a propagação, os pesos sinápticos da rede estão fixos. Durante o passo para trás, os pesos sinápticos são todos ajustados de acordo com uma regra de correção do erro. Especificamente, a resposta desejada é subtraída da resposta

real da rede, produzindo assim um sinal de erro. Este sinal de erro é então propagado para trás através da rede, contra a direção das conexões sinápticas. Os pesos sinápticos são ajustados de forma que a resposta real da rede se aproxime ao máximo da resposta desejada. A Figura 4.5 mostra uma parte de uma RNA com uma configuração alimentada diretamente e com os dois tipos de sinais, ou seja, a propagação para frente dos sinais funcionais e a retropropagação dos sinais de erro.

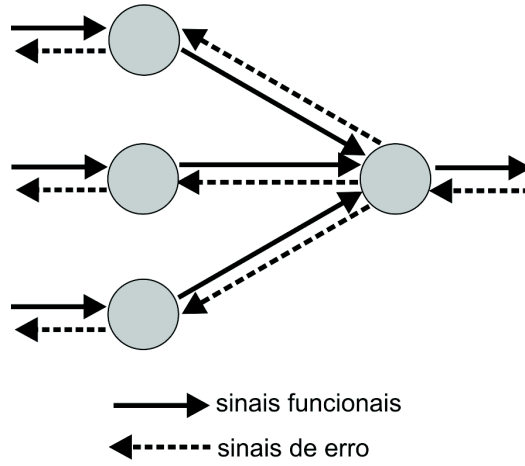


Figura 4.5: Propagação e retropropagação dos sinais.

Considere uma rede constituída por três camadas, sendo uma camada oculta de neurônios, conforme ilustra a Figura 4.6. Matematicamente o processamento do sinal realizado em uma rede MLP como a da Figura 4.6 é dado por:

$$net_j(n) = \sum_{i=0}^{N_i} w_{ji}(n)x_i(n), \quad j = 1, 2, \dots, N_h \quad (4.3)$$

$$y_j(n) = \varphi_j(net_j(n)) \quad (4.4)$$

$$net_k(n) = \sum_{j=0}^{N_h} w_{kj}(n)y_j(n), \quad k = 1, 2, \dots, N_s \quad (4.5)$$

$$y_k(n) = \varphi_k(net_k(n)) \quad (4.6)$$

Em que, w_{ji} é o peso entre os neurônios i e j ; w_{kj} é peso entre os neurônios j e k ; x_i , y_j e y_k são os sinais de saída dos neurônios das camadas de entrada, oculta e de saída respectivamente; φ_j e φ_k são as funções de ativação das camadas oculta e de saída.

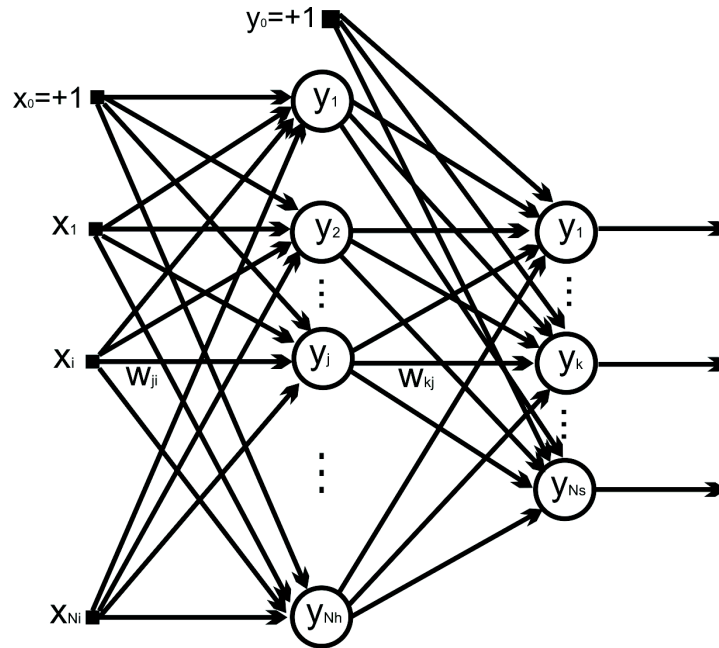


Figura 4.6: Rede MLP com três camadas.

Os neurônios não lineares da rede MLP são definidos por uma função de ativação sigmóide, ver Figura 4.7. Particularmente utiliza-se a função logística, dada por:

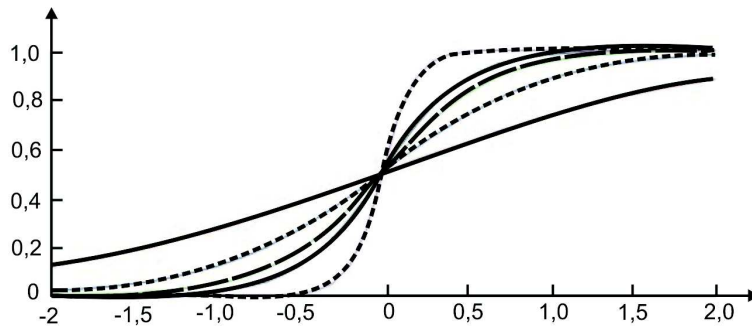


Figura 4.7: Função de ativação sigmóide com diferentes inclinações.

$$\varphi(net) = \frac{1}{1 + \exp(-net)} \quad (4.7)$$

Quanto à generalização de uma rede neural para um vetor de dados de entrada qualquer, diz-se que ela é capaz de generalizar bem, quando o mapeamento de entrada/saída computado pela rede for correto ou aproximadamente correto [50], [53] - [57]. Uma rede neural é projetada para generalizar bem, produzindo um mapeamento de entrada/saída

correto, mesmo quando a entrada for um pouco diferente dos exemplos utilizados no treinamento. Esta capacidade de generalização que as redes neurais apresentam, estão diretamente ligado as condições de treinamento da rede que podem ser classificadas em *overlearning* e *underlearning*.

No processo de *overlearning* a rede memoriza os dados de treinamento, mas não generaliza corretamente. Neste caso o erro de treinamento é pequeno, mas o erro de validação é maior em relação ao erro de treinamento. A razão para tal acontecimento está diretamente ligado ao excesso de neurônios ocultos na rede ou dados de treinamento insuficientes. Para o caso de *underlearning*, a rede encontra dificuldade de aprendizado logo no treinamento. Tal fenômeno ocorre provavelmente devido a um número insuficiente de neurônios nas camadas ocultas, poucos dados de treinamento ou ainda a aprendizagem ficou retida em um mínimo local. Três possíveis soluções para esse fenômeno seriam: i) adicionar mais neurônios ocultos ao projeto da rede, ii) treinar a rede por um período de tempo maior e iii) modificar a matriz de pesos com o intuito de "escapar" de algum mínimo local [50].

4.5.2 Algoritmo Backpropagation

A rede neural mais simples e mais utilizada é a rede MLP treinada com o algoritmo *backpropagation* [54]. Surgiu pela primeira vez por Werbos et al. (1974) e durante um tempo ficou esquecida da comunidade científica. O seu auge aconteceu durante a década de 80 com várias publicações importantes, uma delas foi a de Rumelhart et al. (1986).

Devido à natureza não-linear dos neurônios da rede MLP é necessário um conhecimento prévio das relações de entrada/saída para um treinamento adequado da rede. Considere uma arquitetura de rede conforme ilustrado pela Figura 4.6, um vetor de dados de entrada dado por $x = [x_0, x_1, \dots, x_{N_i}]$, o vetor de resposta desejada é $d = [d_1, d_2, d_3, \dots, d_k]$. O objetivo a ser alcançado no treinamento é que a resposta da rede $y = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_k]$, seja o mais próximo possível do vetor de resposta desejada. Na iteração n , onde o n -ésimo padrão de treinamento que é apresentado a rede, o sinal do erro na saída da rede é dado por:

$$e[n] = d[n] - y[n] \quad (4.8)$$

O valor instantâneo do erro quadrático para o neurônio k é definido por $\frac{1}{2}e_k^2[n]$. A soma de todos os valores instantâneo da energia do erro de todos os neurônios da camada de saída resulta no valor $E[n]$ da energia total do erro, dado por:

$$E[n] = \frac{1}{2N_s} \sum_{k=1}^{N_s} [e_k(n)]^2 \quad (4.9)$$

Em que, N_s é o número total de saídas da rede. A energia média quadrática do erro (MSE), é obtida somando-se os $E[n]$ para todas as iterações no final de todas as épocas de treinamento (t) e então normalizando em relação ao número total de exemplos, sendo dado pela Equação (4.10).

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E[n] \quad (4.10)$$

Em que, N é o numero total de exemplos de treinamento. A energia média do erro (MSE) é uma função de todos os parâmetros livres da rede, em que os pesos sinápticos da rede são ajustados a cada processo de otimização. Uma época de treinamento (t) corresponde ao tempo necessário para a apresentação de todos os exemplos de treinamento à rede neural. Como dito anteriormente, o método de otimização dos pesos de uma rede MLP utilizado nesse trabalho é o método do gradiente. O ajuste a ser feito no peso é no sentido oposto ao do vetor gradiente. O gradiente em relação a um peso qualquer da rede é dado por:

$$\nabla E[n] \Big|_w = \frac{\partial E[n]}{\partial w[n]} = \frac{\partial E}{\partial w} n \quad (4.11)$$

Os pesos da rede são adaptados iterativamente e em sentido oposto ao do vetor gradiente. Essa expressão é baseada na seguinte relação recursiva.

$$w[n] = w[n-1] - \eta \nabla E(w[n-1]) \quad (4.12)$$

Em que, η é o parâmetro taxa de aprendizado. O η se encontra no intervalo $0 < \eta < 1$ e normalmente é um parâmetro difícil de se estabelecer para um perfeito funcionamento da rede. Uma escolha de η muito baixo faz o treinamento cair em mínimos locais, por sua vez, uma escolha de η muito alto impossibilita a convergência. Jacobs identificou duas causas para tais comportamento [58]:

1. Quando a superfície de erro (E) apresentar uma variação pequena (região *flat*) com relação a um dado peso, sua derivada terá uma magnitude pequena e consequentemente o ajuste será pequeno requerendo muitas iterações para a convergência. Se a variação for elevada (região *Sharp*), o gradiente e o ajuste também serão elevados acarretando numa ultrapassagem pelo mínimo da superfície de erro.

2. O vetor oposto ao vetor gradiente pode apontar para longe do mínimo da superfície de erro, fazendo com que os ajustes ocorram em uma direção ruim.

Diante de tal dificuldade em garantir a estabilidade do aprendizado, uma idéia alternativa para reduzir as oscilações dos pesos durante o treinamento da rede MLP, é a inclusão do termo momento, dado pela Equação (4.13).

$$w[n] = w[n-1] - \eta \nabla E(w[n-1]) + \alpha \Delta w[n-1] \quad (4.13)$$

Em que, o termo momento (α) controla a influência do ajuste anterior sobre o ajuste atual dos pesos. Observa-se que apesar de ser bem aplicada em muitas tarefas de aprendizado, esta não é uma técnica geral para ganhos de estabilidade e aceleração da convergência. É muito comum o uso conjunto do método do gradiente e o termo momento com o intuito de reduzir a taxa de aprendizagem para evitar possíveis instabilidade no treinamento [56].

A solução da Equação (4.12) aplicada a uma rede MLP resulta nas seguintes relações para ajuste dos pesos, Equações (4.14) e (4.15).

$$w_{kj}[n+1] = w_{kj}[n] + \eta e_k[n] \phi'_k y_j[n] \quad (4.14)$$

$$w_{ji}[n+1] = w_{ji}[n] + \eta e_k[n] \phi'_k w_{kj} \phi'_j y_i[n] \quad (4.15)$$

Em que, ϕ'_j e ϕ'_k são as derivadas de primeira ordem das funções de ativação da rede MLP.

4.5.3 Algoritmo *Resilient Backpropagation* - RPROP

Criado visando suprir as limitações do algoritmo *backpropagation*, o algoritmo RPROP é uma dentre as variações do *backpropagation* e caracteriza-se por uma taxa de aprendizagem adaptativa e individual para cada peso da rede, uma vez que ele elimina a influência prejudicial das derivadas parciais do vetor gradiente na otimização dos pesos em uma rede MLP diretamente da informação do gradiente local [55]. O resultado desse efeito é que o esforço de adaptação não é influenciado pelo comportamento imprevisível do gradiente. Portanto, apenas o sinal do gradiente é considerado no ajuste dos parâmetros livres. A atualização no RPROP é realizada por época de treinamento, cada peso da rede é atualizado de forma individual, Equações (4.16) - (4.18).

$$w_{ji}^{(t+1)} = w_{ji}^{(t)} + \Delta w_{ji}^{(t)} \quad (4.16)$$

$$\Delta w_{ji}^{(t)} = \begin{cases} -\Delta w_{ji}^{(t)}, & \text{se } \frac{\delta E^{(t)}}{\delta w_{ji}} > 0 \\ +\Delta w_{ji}^{(t)}, & \text{se } \frac{\delta E^{(t)}}{\delta w_{ji}} < 0 \\ 0, & \text{cc} \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\Delta_{ji}^{(t)} = \begin{cases} \eta^+ * \Delta_{ji}^{(t-1)}, & \text{se } \frac{\partial E}{\partial w_{ji}}^{(t)} * \frac{\partial E}{\partial w_{ji}}^{(t-1)} > 0 \\ \eta^- * \Delta_{ji}^{(t-1)}, & \text{se } \frac{\partial E}{\partial w_{ji}}^{(t)} * \frac{\partial E}{\partial w_{ji}}^{(t-1)} < 0 \\ \Delta_{ji}^{(t-1)}, & \text{cc} \end{cases} \quad (4.18)$$

Em que, E é o erro médio quadrático; t representa uma época de treinamento; $\eta^+ = 1,2$ e $\eta^- = 0,5$ são constantes obtidas empiricamente [50], [55].

Inicialmente pode-se considerar os valores de ajuste iguais a Δ_0 , que é um dos parâmetros do RPROP. Uma vez que Δ_0 determina diretamente a amplitude do primeiro ajuste dos pesos, ele pode ser escolhido de acordo com a magnitude dos pesos iniciais, a exemplo $\Delta_0 = 0,1$. A escolha deste valor de parâmetro não é considerada crítica, uma vez que seu valor é adaptado enquanto o treinamento se realiza [55]. Segundo essa regra de aprendizagem, quando a derivada parcial do erro em relação ao peso w_{ji} muda de sinal, significa que a última atualização foi alta demais e portanto o algoritmo saltou o mínimo local, dessa forma o valor de adaptação ou de atualização (Δ_{ji}) é decrescido por um fator de η^- . Para a situação em que o sinal da derivada permaneça o mesmo, o valor de atualização é incrementado com a finalidade de elevar a convergência [55]. Depois de realizada a atualização, cada peso é atualizado da seguinte forma: Se a derivada do erro for positiva, o peso será reduzido pelo seu valor de atualização, por sua vez, caso a derivada do erro seja negativa, o valor de atualização é negativo. Em treinamento de redes do tipo MLP com o algoritmo RPROP, deve-se evitar uma variação excessiva dos pesos, para isso estabeleceu-se um valor máximo de ajuste em $\Delta_{max} = 50$, uma vez que a dependência do algoritmo com relação a esse parâmetro é mínima [55], [56]. Em relação ao algoritmo *backpropagation*, o RPROP apresenta um pequeno aumento no custo computacional.

O próximo capítulo mostra as estruturas das antenas propostas nesta tese fabricadas sobre diferentes materiais com propriedades elétricas e magnéticas específicas para cada composição de pastilhas e cilindros dielétricos utilizados. Resultados numéricos e experimentais referentes aos diversos parâmetros eletromagnéticos das antenas são apresentados e discutidos.

Capítulo 5

Resultados e Estruturas das Antenas Propostas

5.1 Introdução

Este capítulo mostra os resultados numéricos e experimentais obtidos neste trabalho. Baseado nos conceitos discutidos em capítulos anteriores, inicialmente foi realizada uma série de simulações referente aos dispositivos ressoadores dielétricos e antenas *patches* propostas, operando na região das micro-ondas. O faixa de frequência analisada compreende de 1 a 14 GHz. Foi utilizado o *software* HFSS, que implementa o método dos elementos finitos (FEM) para a resolução dos campos eletromagnéticos associados [59]. Inicialmente, com o intuito de identificar as propriedades dos meios dielétricos usados nos ressoadores e nas antenas, como a fibra de vidro (FR4), foi efetuada a análise FDTD. Com o intuito de validar os resultados obtidos, alguns protótipos de antenas *patches* e antenas DRA, com as formas retangular, disco e cilíndrico dielétricos foram construídos por síntese de pós cerâmicos nanoestruturados e medidos em um analisador vetorial de redes modelo R&S ZVB14.

5.2 Análise FDTD dos Meios Dielétricos

Na análise numérica por FDTD, a malha sobre o domínio em estudo apresenta diferentes meios com características elétricas diferentes. O entendimento de como esses meios são modelados é interessante no sentido de compreender intuitivamente a resposta dos dispositivos investigados quando depositados sobre diferentes materiais.

5.2.1 Reflexão em uma Parede Metálica

Uma onda eletromagnética sofre reflexão total com inversão de fase do campo magnético ao incidir numa parede metálica, conforme ilustra a Figura 5.1 e 5.2. Com o intuito de exemplificar esse fenômeno em FDTD, foi utilizado um modelo 2D, com uma malha composta por 70 células espaciais. Na excitação, foi utilizado um pulso Gaussiano propagando-se no ar, com variação temporal e excitação em E_x no extremo esquerdo da malha. Na parte final da malha é colocada uma parede perfeitamente condutora, dessa forma, o pulso se propaga inicialmente da esquerda para a direita na malha, na qual incidi sobre uma parede metálica, sofrendo em seguida reflexão total. Com o intuito de garantir a estabilizada nas simulações, fez-se uso da condição de Courant [60], sendo o valor numérico mais recomendado 0,5 [60], [61]. As Figuras 5.1 e 5.2 ilustram respectivamente a componente elétrica e magnética de uma onda na propagação de um pulso Gaussiano para 4 instantes de tempos diferentes. Desse resultado é possível observar as reflexões das componentes de campo ao incidir sobre a parede metálica, com a componente de campo magnética sofrendo inversão completa de fase. Isto ocorre porque o sentido de propagação do pulso mudou. Como a onda é plana e se propaga no espaço livre (Ar), a magnitude dos campos está relacionada com a impedância intrínseca, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \approx 377\Omega$.

5.2.2 Propagação em Meios Não Homogêneos

Nessa seção é verificado o comportamento de uma onda eletromagnética de alta frequência (pertencente à região das micro-ondas) se propagando no espaço livre ao incidir sobre diferentes meios dielétricos. As simulações da Figura 5.3 ilustram o comportamento de uma onda senoidal de frequência 2,45 GHz incidindo sobre esses meios. Em todos os casos foram utilizadas uma malha com 200 células espaciais e foi novamente utilizada a condição de Courant para a estabilidade na simulação FDTD. Para garantir uma simulação sem reflexão na direção de propagação da onda, foi utilizada uma camada perfeitamente casada (PML), no início e no fim do espaço computacional. Também com a finalidade de evitar com que as ondas refletidas pelas interfaces de separação dos meios retorne a excitação, foi utilizada um excitação suave [60],[62].

O primeiro caso analisado, ilustra o comportamento de uma onda incidindo sobre um meio dielétrico sem perdas, representado pelas propriedades elétricas do poliestireno, conforme ilustra a Figura 5.3(a) [61]: i) $\mu_r = 1$, ii) $\epsilon_r = 2,55$ e iii) $\tan\delta = 0$. É possível verificar o comportamento do campo elétrico ao longo da direção de propagação para 400 iterações. Observa-se que a amplitude do campo elétrico decai após a onda atravessar a

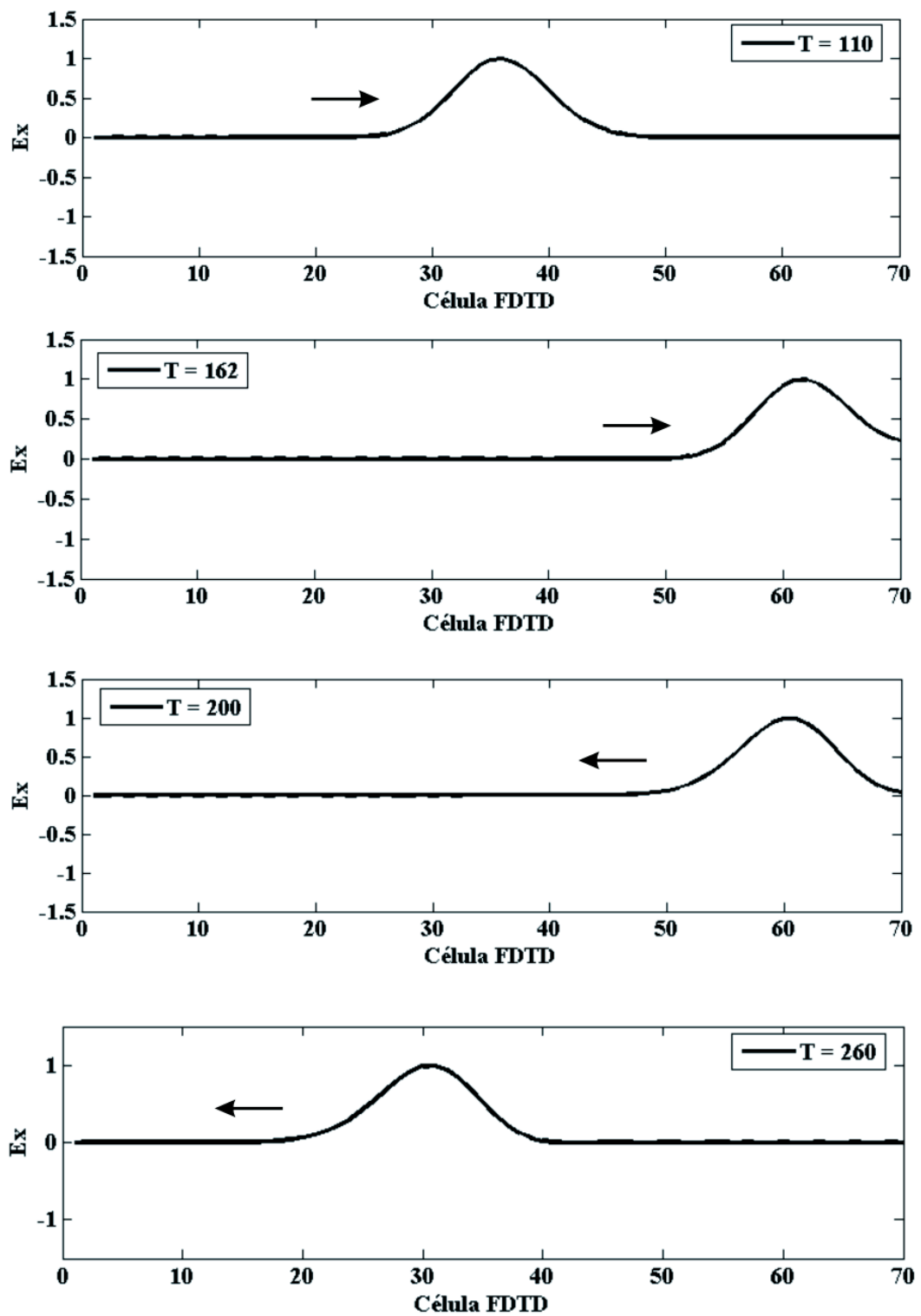


Figura 5.1: Componente de campo elétrico (V/m) de um pulso Gaussiano incidindo em uma parede metálica.

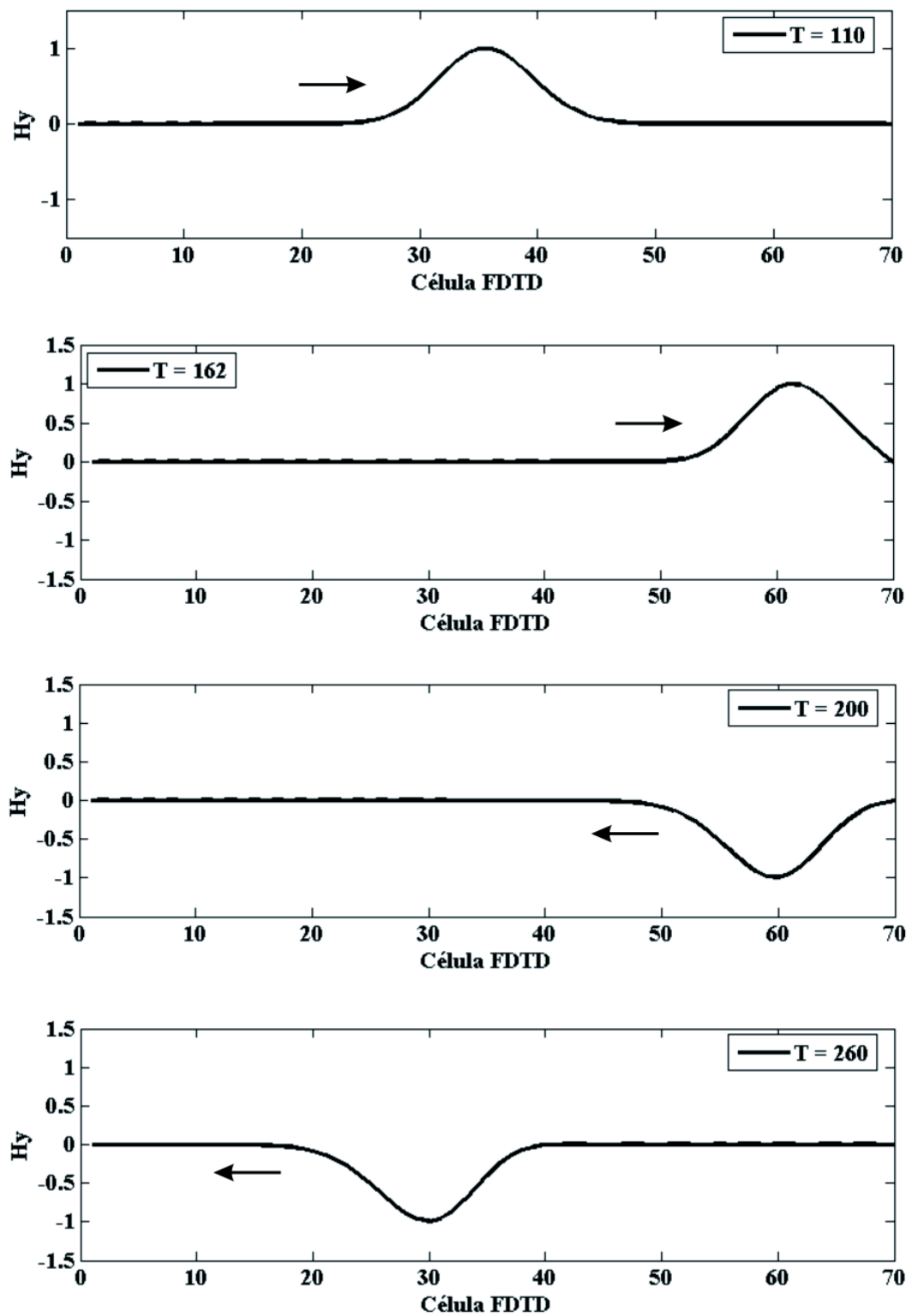


Figura 5.2: Componente de campo magnético (A/m) de um pulso Gaussiano incidindo em uma parede metálica.

interface de separação desses meios. No dielétrico a amplitude do campo é menor que no espaço livre, em virtude da fração da energia da onda que é refletida na interface. O comprimento de onda no dielétrico também é menor em relação ao espaço livre, isso em virtude da velocidade de propagação da onda ser menor no dielétrico ($v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = 0,63c$).

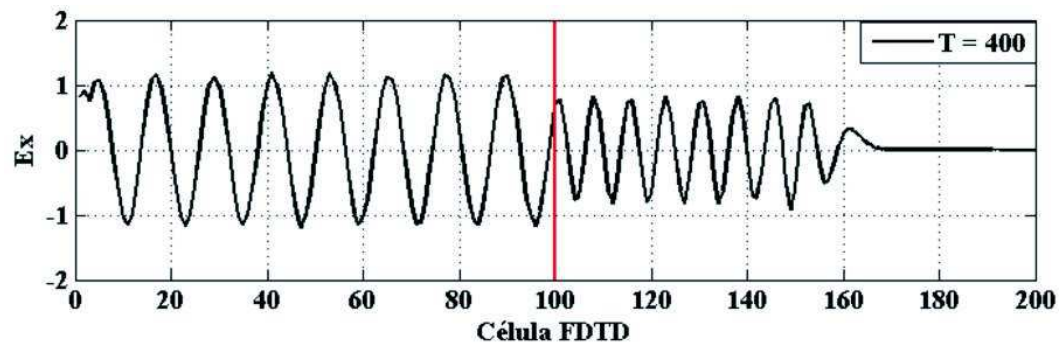
Para o segundo caso analisado, Figura 5.3(b), foi observado o comportamento da onda senoidal ao atravessar um meio dielétrico para 600 iterações. Neste caso a onda que esta se propagando no espaço livre, incide sobre o meio dielétrico, propagando-se através dele e novamente muda de meio, retornando ao espaço livre. Para o meio dielétrico em questão, foi utilizada uma janela dielétrica com comprimento de 40 células espaciais e com as seguintes propriedades: i) o meio dielétrico é um fibra de vidro (FR4), ii) $\epsilon_r = 4.4$ e iii) $\tan\delta = 0.02$.

No terceiro caso analisado, Figura 5.3(c), novamente foi observado o comportamento da onda eletromagnética incidindo sobre um meio dielétrico para 600 iterações com as seguintes propriedades: i) tamanho da janela igual a 40 células, ii) o meio dielétrico é um RT-duroid 5880, iii) $\epsilon_r = 2.2$ e iv) $\tan\delta = 0.0009$. Em todos os casos foi observada uma redução na amplitude do campo dentro do meio dielétrico, isso em virtude de parte da onda ser refletida pela interface ar-dielétrico, e parte da onda ser transmitida através do meio dielétrico. Observa-se também, uma menor velocidade de propagação dessa onda nesses meios. Esse fato é constatado em virtude da velocidade de uma onda eletromagnética em um meio material ser sempre menor que a velocidade dessa onda quando se propagando no espaço livre, com índice de refração do Ar sendo aproximadamente igual a 1.

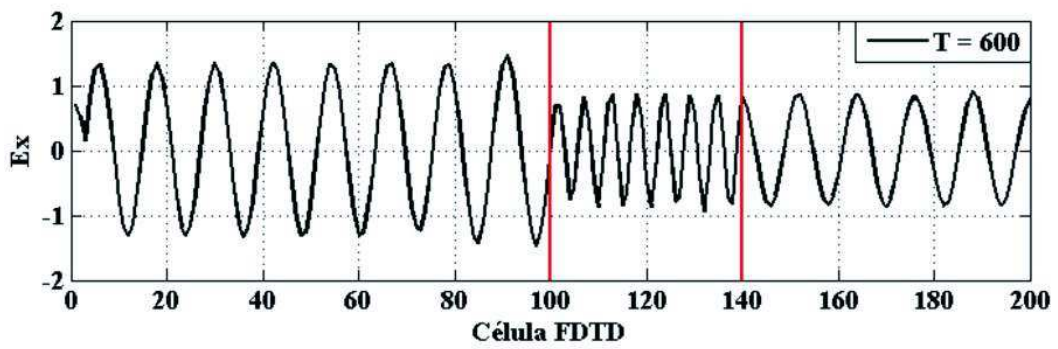
5.3 Resultados e Estruturas das Antenas *Patches* Propostas

As antenas em microfitas consideradas neste trabalho consistem de um elemento radiante tipo *patch*, montado sobre uma camada dielétrica isotrópica e sobre o plano terra [5]. Os substratos dielétricos utilizados são compostos a base de cerâmicas de alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 10$), cada qual com um determinado valor de permissividade elétrica associado e com uma espessura também associada. Os substratos confeccionados para as antenas *patches* propostas apresentam-se na forma geométrica circular, conforme ilustra a Figura 5.4.

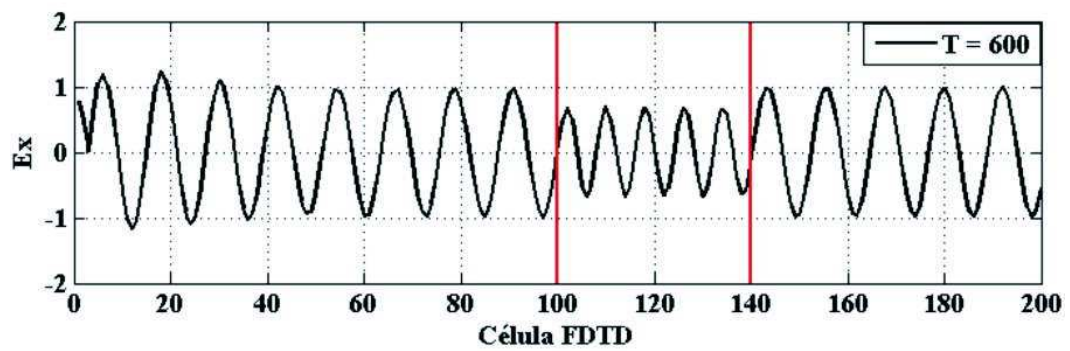
Para a alimentação da antena, um cabo coaxial de 50Ω é conectado a linha de microfita via um conector SMA. Todas as antenas *patches* aqui apresentadas foram projetadas para a frequência de operação de 2,40 GHz, o qual pertence a banda não-licenciada ISM (*Instrumentation, Scientific and Medical*). Para a determinação dos parâmetros



(a)



(b)



(c)

Figura 5.3: Onda senoidal incidindo sobre diferentes meios dielétricos: (a) poliestireno, (b) fibra de vidro e (c) RT-duroid 5880.

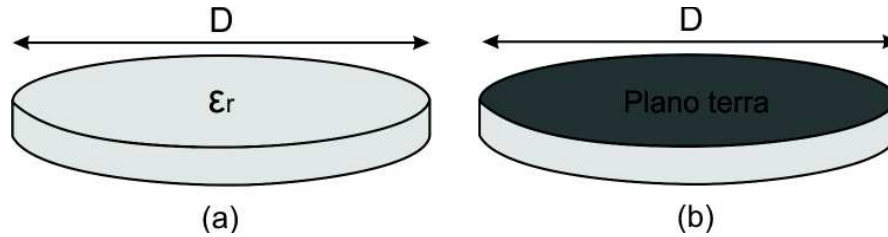


Figura 5.4: Substrato dielétrico cerâmico: (a) sem plano terra e (b) com plano terra.

elétricos das antenas *patches*, fez-se uso do método TLM, descrito em Balanis et al. (1997) [5], segundo as Equações (2.1) a (2.8). Os *inset-fed* (y_0) presentes no projeto, foram utilizados com a finalidade de melhorar o casamento de impedância entre a linha de alimentação e o *patch* irradiante. Os parâmetros associados às antenas *patch* aqui analisadas estão indicados na Figura 5.5.

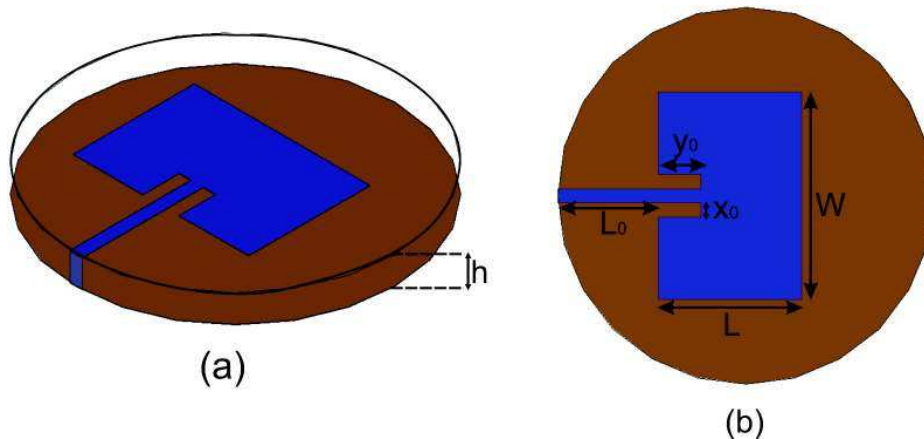
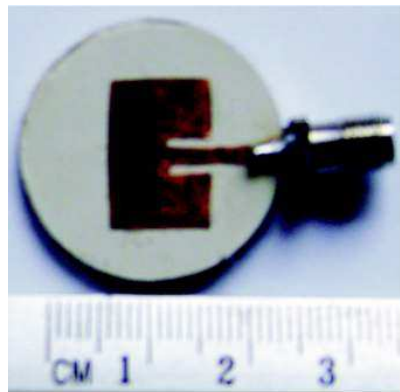


Figura 5.5: Antena *patch* em microfita com substrato cerâmico circular: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

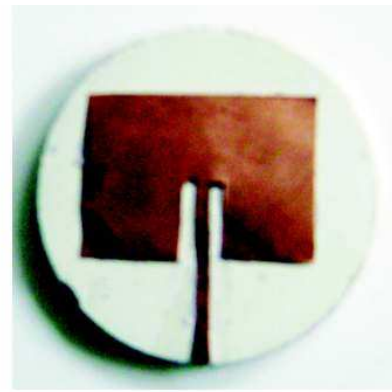
Após uma série de simulações, alguns protótipos foram construídos e medidos com a finalidade de validar os resultados simulados. O equipamento utilizado na obtenção dos parâmetros de espalhamento e consequentemente nas medições das antenas foi o analisador vetorial de redes modelo R&S ZVB14. A Figura 5.6 apresenta uma foto ilustrativa de alguns protótipos fabricados, sendo suas dimensões encontradas na Tabela 5.1.

5.3.1 Resultados para a antena *patch* retangular de Titanato de Bário

A Figura 5.7 ilustra uma comparação entre os resultados numérico e experimental para a antena *patch* retangular confeccionada sobre a cerâmica de Titanato de Bário. Observa-



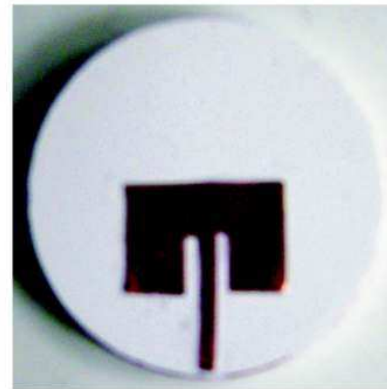
(a)



(b)



(c)



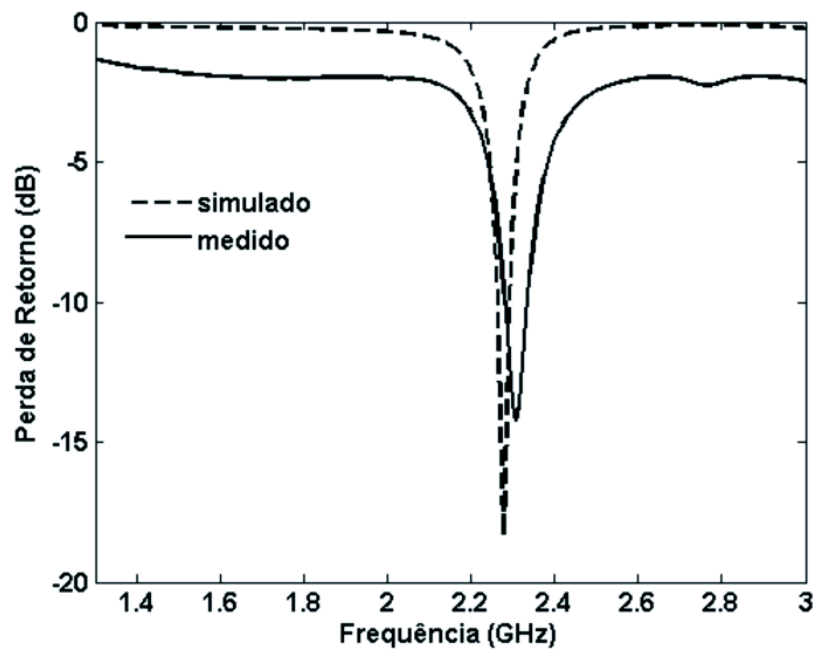
(d)

Figura 5.6: Antenas *patches* construídas com substratos de: (a) Titanato de Bário, (b) Titanato de Cálcio, (c) Titanato de Zinco e (d) Titanato de Zircônia.

Tabela 5.1: Dimensões das antenas *patches* propostas.

Parâmetros	$Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	$Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_3$
L	9,8 mm	12,8 mm	13,2 mm	8,1 mm
W	14,4 mm	18,9 mm	19,28 mm	13,79 mm
L_0	6,8 mm	8,7 mm	5,94 mm	6,5 mm
x_0	1,0 mm	1,4 mm	1,0 mm	1,0 mm
y_0	5,0 mm	5,5 mm	6,4 mm	4,2 mm
h	2,25 mm	3,21 mm	1,90 mm	2,95 mm
D	26,28 mm	27,19 mm	26,05 mm	30,0 mm

se uma boa concordância entre os resultados, em que o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 2,30 GHz, apresentando uma perda de retorno de -14,3 dB. A impedância de entrada para essa estrutura é $70,0 \Omega$, conforme ilustra a medição realizada na carta de Smith (Figura 5.8). Os diagramas de radiação 2D e 3D para essa antena *patch* retangular a base de Titanato de Bário são mostradas na Figura 5.9. Observa-se um diagrama a priori sem nenhuma degradação em seu formato e com característica de ser direcional quando irradiando na direção *broadside*. A Tabela 5.2 resume os resultados para essa antena *patch* de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$.

Figura 5.7: Perda de retorno para a antena *patch* retangular de Titanato de Bário.

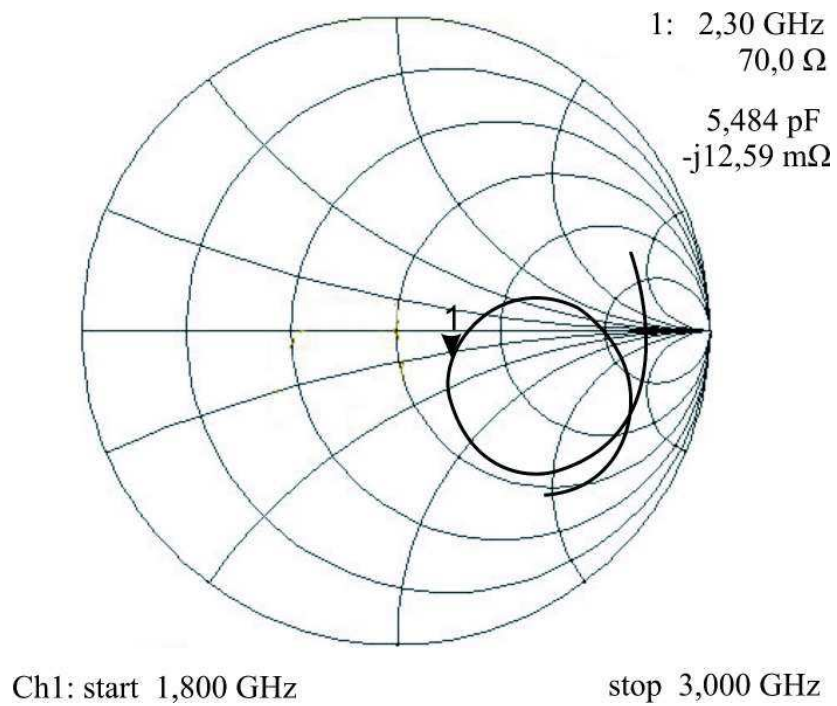


Figura 5.8: Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena *patch* retangular de Titanato de Bário.

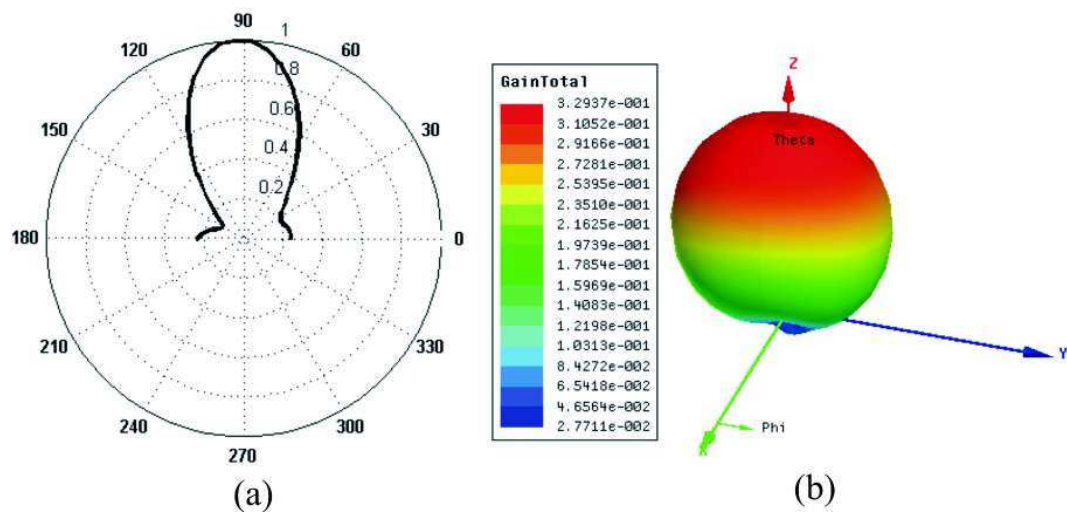


Figura 5.9: Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena *patch* retangular de Titanato de Bário.

5.3.2 Resultados para a antena *patch* retangular de Titanato de Cálcio

A Figura 5.10 mostra uma comparação entre os resultados medido e simulado para a antena *patch* retangular confeccionada sobre a cerâmica de Titanato de Cálcio. É possível observar uma boa concordância entre os resultados, em que o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 2,27 GHz, apresentando uma perda de retorno de -20,2 dB. A impedância de entrada medida para essa estrutura é 58,7 Ω , conforme indicação na carta de Smith, Figura 5.11. As características de radiação para essa antena são mostradas na Figura 5.12. Observa-se um diagrama de radiação direcional, sem deformação em seu formato e com máxima concentração de energia na direção *broadside*. A Tabela 5.2 resume os resultados para essa estrutura sobre um substrato de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$.

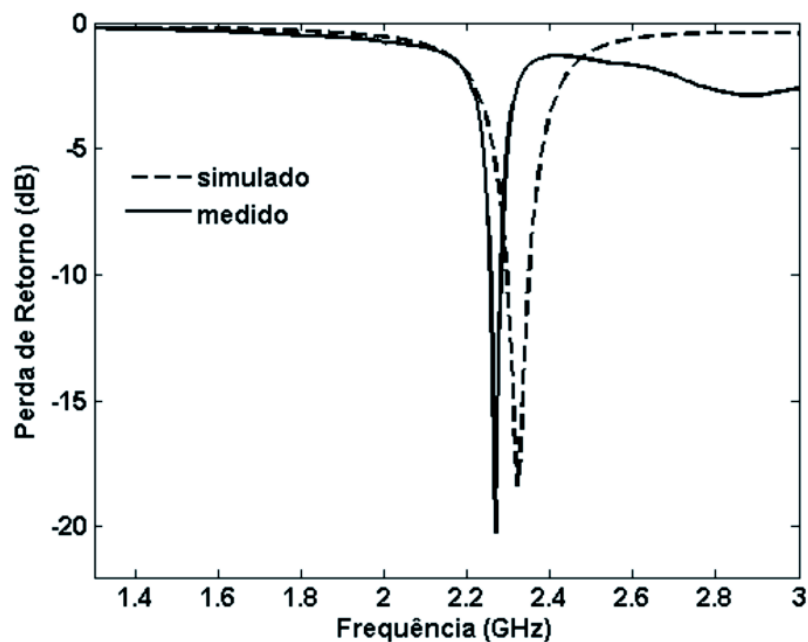


Figura 5.10: Perda de retorno para a antena *patch* retangular de Titanato de Cálcio.

5.3.3 Resultados para a antena *patch* retangular de Titanato de Zinco

A Figura 5.13 mostra uma comparação entre os resultados medido e simulado para a antena *patch* retangular confeccionada sobre a cerâmica de Titanato de Zinco. Observa-se uma boa concordância entre os resultados, em que o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 2,42 GHz, apresentando uma largura de banda de 150 MHz.

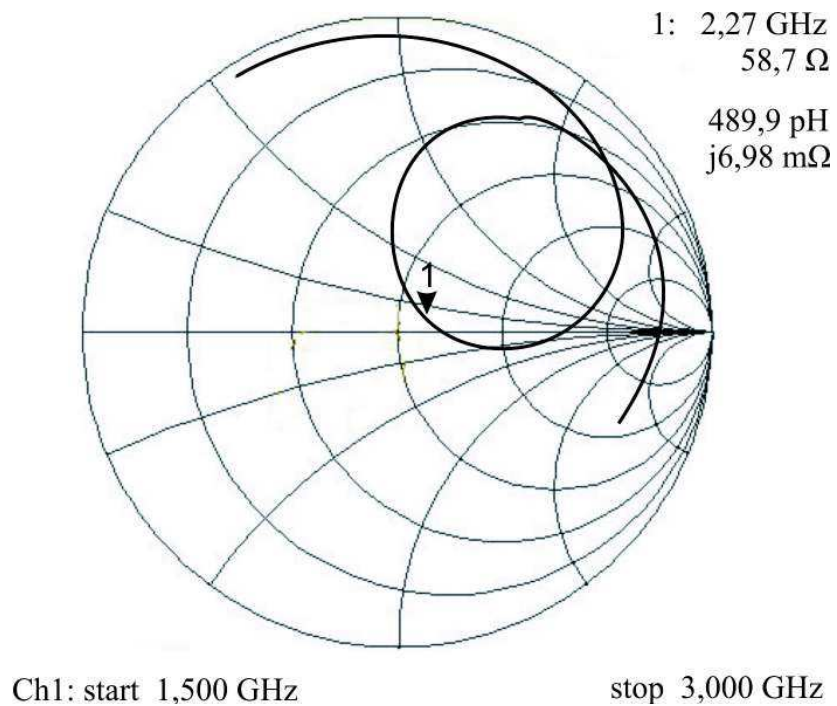


Figura 5.11: Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena *patch* retangular de Titanato de Cálcio.

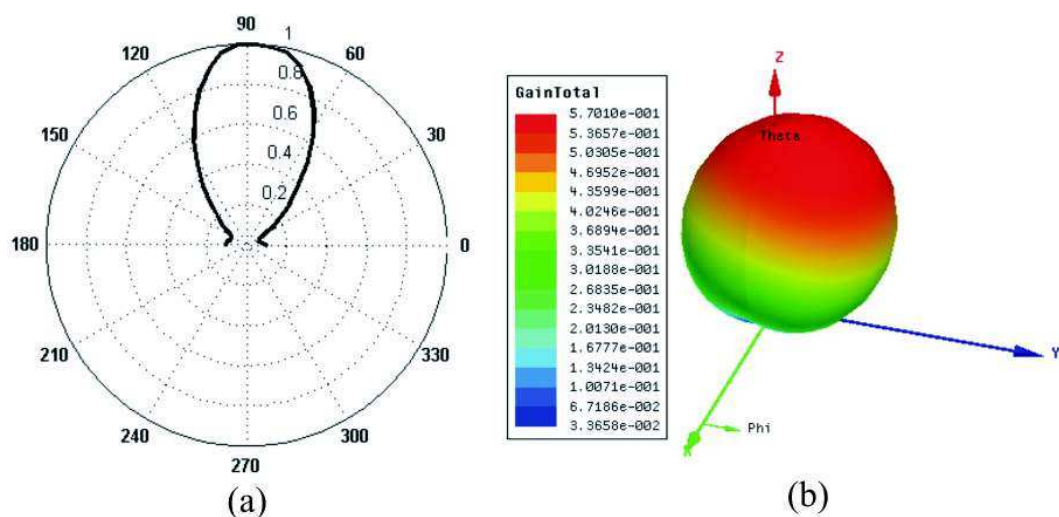


Figura 5.12: Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena *patch* retangular de Titanato de Cálcio.

A impedância de entrada medida na carta de Smith para essa estrutura foi de $49,59 \Omega$ (Figura 5.14), bem próximo ao caso ótimo (50Ω). Os diagramas de radiação para essa antena *patch* são mostradas na Figura 5.15. Observa-se um diagrama de radiação direcional, com radiação na direção *broadside*. A Tabela 5.2 resume os resultados para essa antena *patch* sobre um substrato de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$.

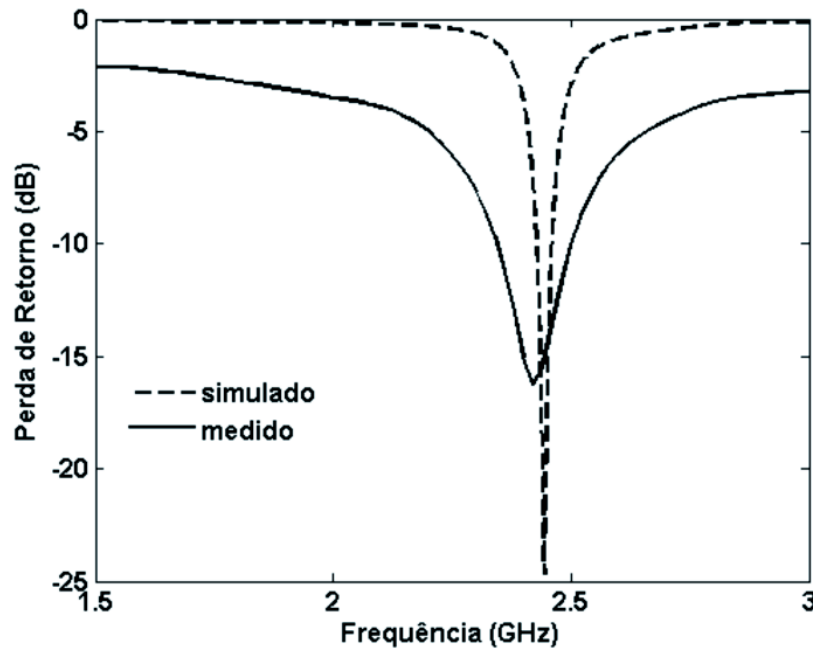


Figura 5.13: Perda de retorno para a antena *patch* retangular de Titanato de Zinco.

5.3.4 Resultados para a antena *patch* retangular de Titanato de Zircônia

A Figura 5.16 mostra um resultado comparativo entre medição e simulação para a antena *patch* retangular de Titanato de Zircônia. Observa-se uma boa concordância entre os resultados numérico e experimental. O resultado medido indica uma frequência de ressonância de 2,42 GHz, com perda de retorno de -26,5 dB e apresentando uma largura de banda de 470 MHz. A ampla largura de banda apresentada por essa antena, a caracteriza com uma antena *Ultra wideband* (UWB). A impedância de entrada medida na carta de Smith para essa estrutura foi de $54,13 \Omega$ (Figura 5.17). Os diagramas de radiação para essa antena *patch* são mostrados na Figura 5.18, em que é possível observar um diagrama de radiação direcional, com a antena irradiando na direção *broadside*. A Tabela 5.3 resume

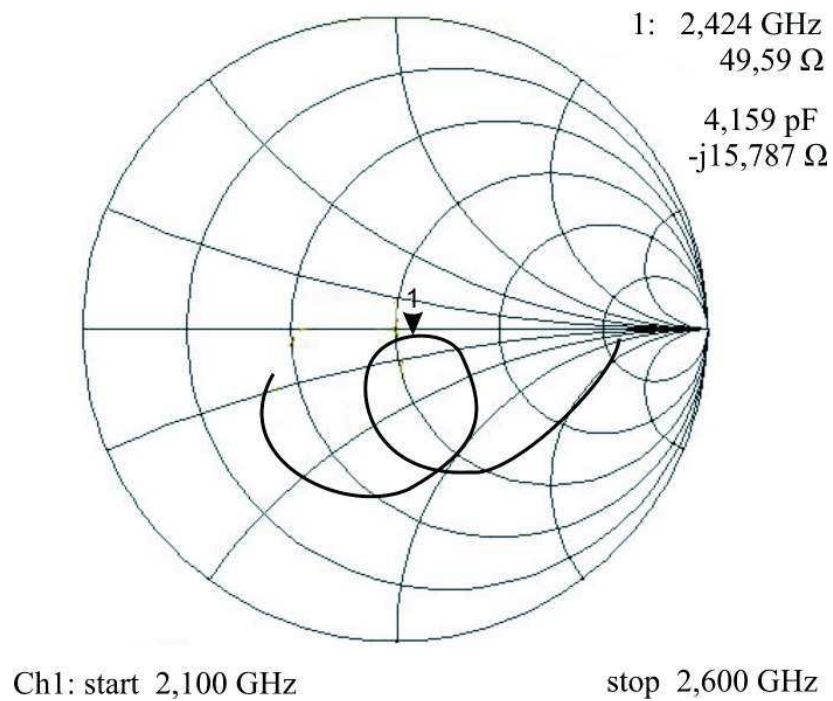


Figura 5.14: Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena *patch* retangular de Titanato de Zinco.

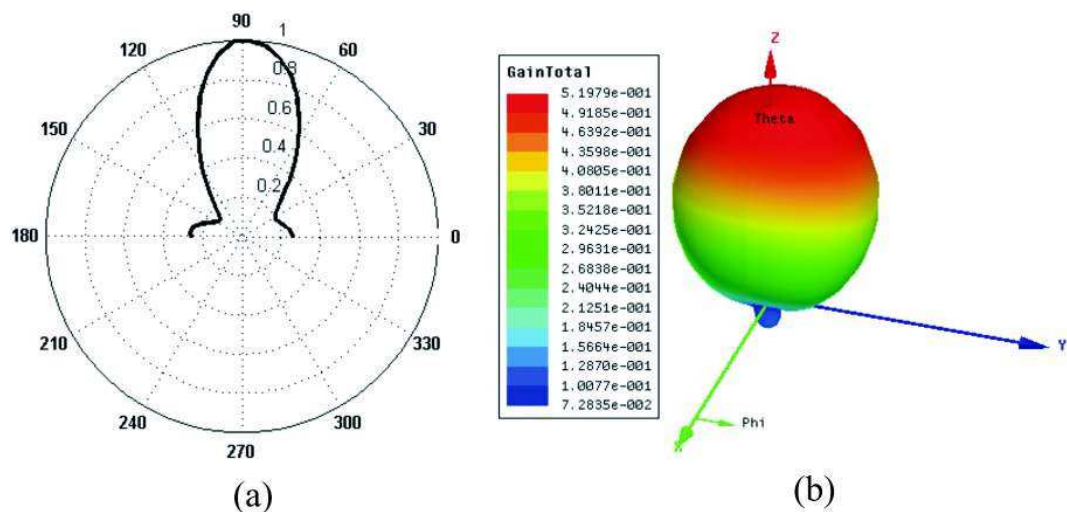


Figura 5.15: Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena *patch* retangular de Titanato de Zinco.

os resultados para essa antena *patch* sobre um substrato cerâmico de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$.

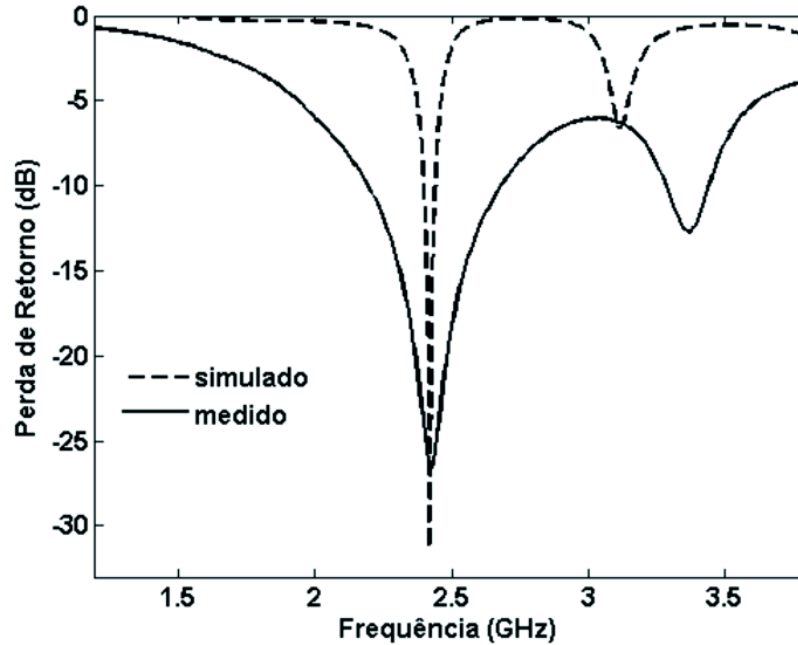


Figura 5.16: Perda de retorno para a antena *patch* retangular de Titanato de Zircônia.

Tabela 5.2: Resultados simulados e medidos para as antenas *patches* propostas.

	Antenas Patches					
	$Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$		$Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$		$Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$	
Parâmetros	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-14,3 dB	-18,4 dB	-20,2 dB	-18,4 dB	-16,3 dB	-24,5 dB
F_r	2,30 GHz	2,28 GHz	2,27 GHz	2,32 GHz	2,424 GHz	2,44 GHz
BW	50 MHz	25 MHz	25 MHz	50 MHz	150 MHz	60 MHz
$BW(\%)$	2,2%	1,1%	1,1%	2,15%	6,2%	2,5%
$VSWR$	1,47	1,26	1,23	1,34	1,36	1,14

A Figura 5.19 ilustra uma comparação entre os valores medidos da perda de retorno das antenas *patches* propostas, em relação a uma antena *patch* retangular convencional (A0), fabricada sobre o material fibra de vidro (FR4) e operando em 2,40 GHz [15]. Observa-se que todos os resultados estão próximos da frequência de ressonância de 2,40 GHz. O maior erro estimado foi de 5,4%. Desse resultado é possível observar que a antena *patch* que apresentou a maior largura de banda foi à antena fabricada sobre o substrato de Titanato de Zircônia, verificado experimentalmente nas medições realizadas. Por

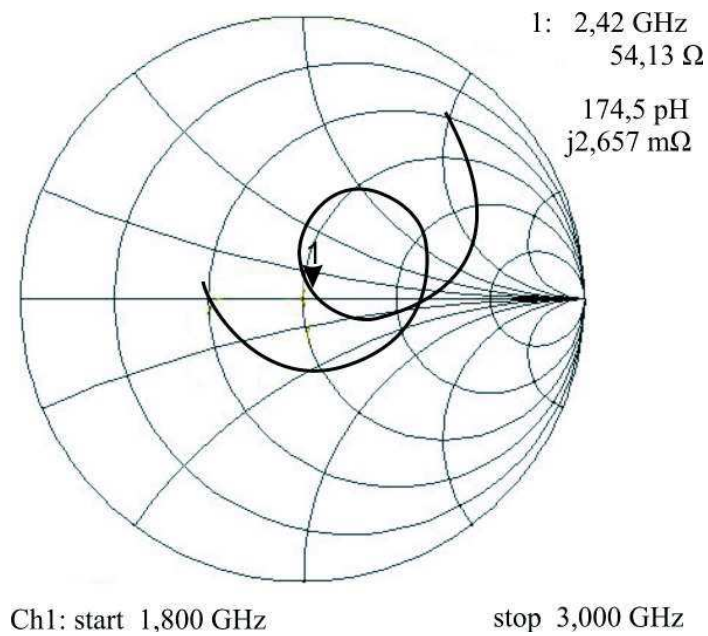


Figura 5.17: Impedância de entrada medida na carta de Smith para a antena *patch* retangular de Titanato de Zircônia.

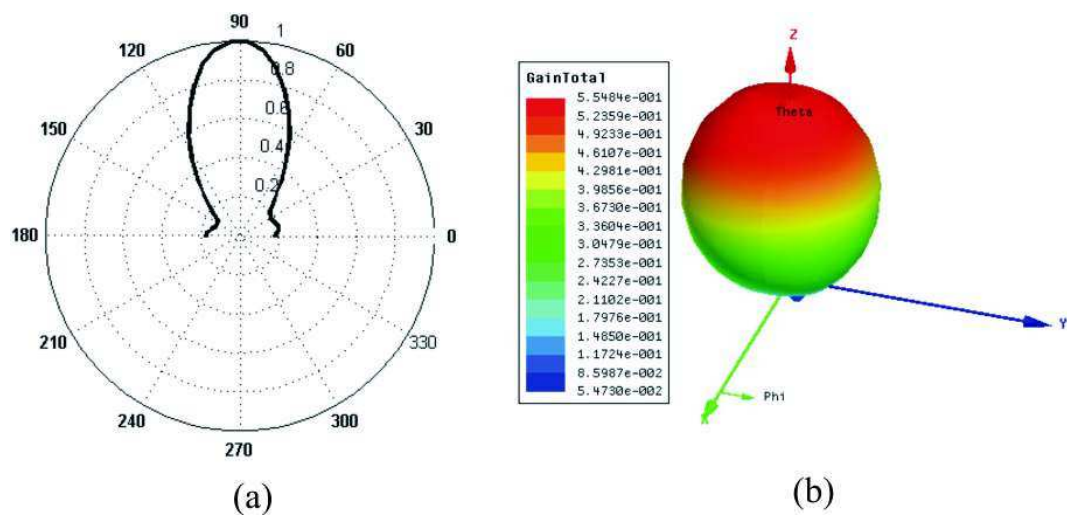


Figura 5.18: Diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D da antena *patch* retangular de Titanato de Zircônia.

Tabela 5.3: Resultado simulado e medido para a antenna *patch* de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$ proposta.

Parâmetros	Medido	Simulado
S_{11}	-26,5 dB	-31,3 dB
F_r	2,42 GHz	2,42 GHz
BW	470 MHz	40 MHz
$BW(\%)$	19,4%	1,7%
$VSWR$	1,1	1,2

sua vez, a Figura 5.20 mostra uma comparação entre os diagramas de radiação simulados para as antenas *patches* a base de cerâmicas propostas e o diagrama de radiação medido da antena *patch* retangular (A0), proposta em [15]. Deste último resultado, é possível observar boas características de radiação das antenas *patches* confeccionadas sobre diferentes compostos cerâmicos, quando comparadas com a antena *patch* retangular convencional, na frequência de operação de 2,40 GHz. Os resultados dos diagramas de radiação apresentam concordância, com pouca e/ou nenhuma degradação na sua forma de irradiar. Pelo diagrama de radiação, também é possível observar que as antenas *patches* propostas apresentaram ganhos maiores em relação ao *patch* retangular convencional, além de apresentarem dimensões menores.

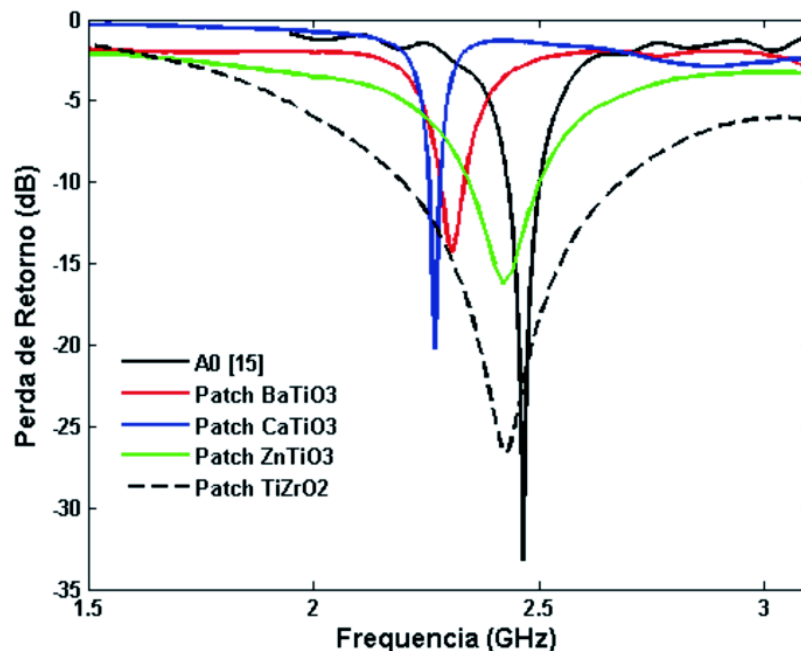


Figura 5.19: Perda de retorno medida para as antenas analisadas.

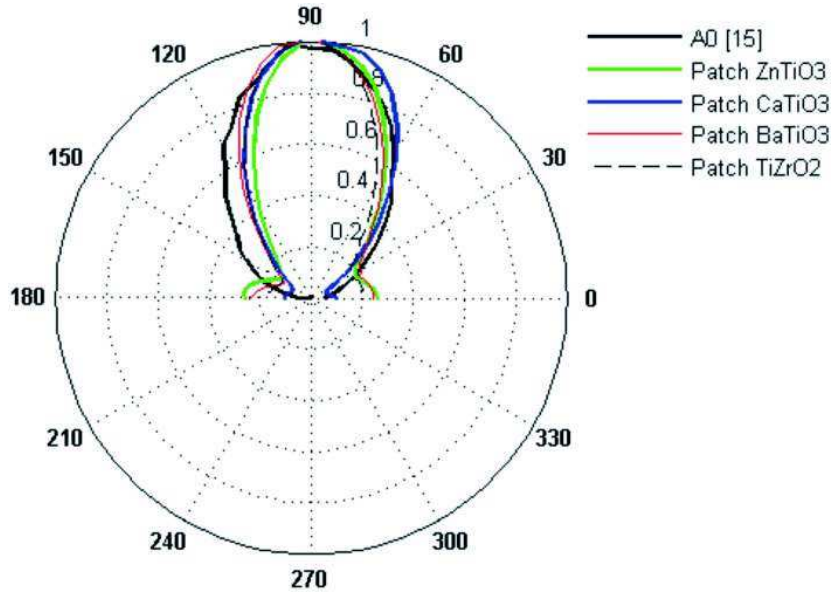


Figura 5.20: Diagramas de radiação 2D (plano H) das antenas *patches* propostas, comparado a antena A0.

5.4 Resultados e Estruturas das Antenas DRA Propostas

As antenas DRA analisadas neste trabalho, consistem basicamente de blocos dielétricos (disco, retângulo ou cilindro) de alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 10$), excitadas por uma linha de alta impedância, confeccionada em tecnologia de microfita. Essa linha de microfita é depositada sobre um material dielétrico. Neste caso utilizou-se um fibra de vidro (FR4), com 1,5 mm de espessura (h) e uma permissividade relativa de 4,4. O cálculo utilizado para obtenção das dimensões dessa estrutura, a qual servirá de suporte para as antenas DRA, foi obtido diretamente do modelo TLM descrito em Balani et al. (1997) [5], conforme descrito nas Equações (2.1) a (2.8), para uma frequência de 2,45 GHz. O comprimento da linha de alimentação (L_0) foi considerado com sendo $1/4\lambda_0$. Para o cálculo das dimensões do *Stub* e do *Slot* presentes em algumas estruturas, a qual excitará as antenas DRA por acoplamento por abertura e acoplamento indutivo, partiu-se do comprimento de onda guiado (λ_g) e das constantes dielétricas do substrato fibra de vidro (FR4) e do material cerâmico, conforme Equações (2.12) a (2.15).

As placas de circuito impresso que excitará os ressoadores dielétricos pela técnica de linha de microfita e pela técnica de acoplamento por abertura são mostradas nas Figuras 5.21a e 5.21b, respectivamente. As dimensões destas estruturas estão resumidas na Tabela 5.4.

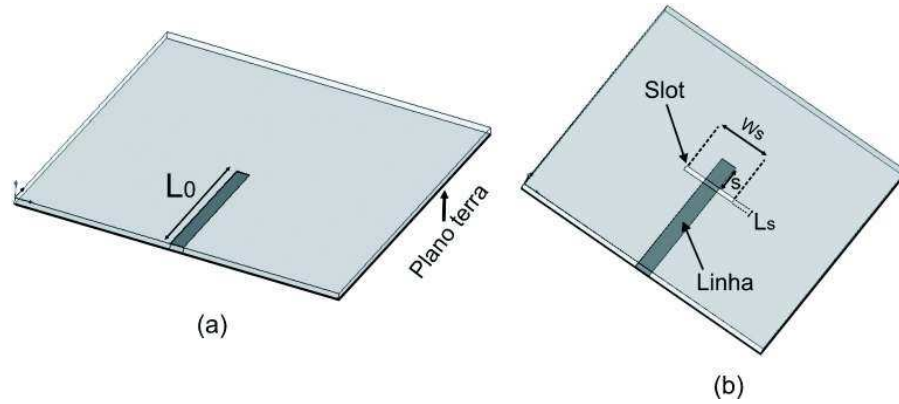


Figura 5.21: Estruturas utilizadas na excitação dos ressoadores dielétricos propostos.

Tabela 5.4: Dimensões da placa FR4 utilizada.

W_g	80,0 mm
L_g	70,0 mm
L_0	30,5 mm
w_0	2,87 mm
h	1,50 mm
L_s	1,0 mm
W_s	10,0 mm
s	8,0 mm

Três técnicas de excitação foram utilizadas na análise das estruturas DRA: i) linha de microfitas (Figura 2.9), ii) acoplamento por abertura (Figura 2.11) e iii) acoplamento indutivo (Figura 5.29). Em todas essas situações um cabo coaxial de 50Ω é conectado a linha de microfitas via um conector SMA. A Figura 5.22 apresenta uma foto ilustrativa de alguns protótipos fabricados e excitados pelas técnicas citadas. As Figuras 5.23 a 5.25 ilustram as estruturas analisadas, excitadas pela técnica de linha de microfitas. Por sua vez, as Figuras 5.26 a 5.28 ilustram as mesmas estruturas excitadas por acoplamento por abertura. As Figuras 5.29 a 5.31 ilustram as antenas DRA excitadas por acoplamento indutivo. As dimensões das estruturas das antenas DRA encontram-se resumidas nas Tabelas 5.5 a 5.9.

Tabela 5.5: Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Zircônia.

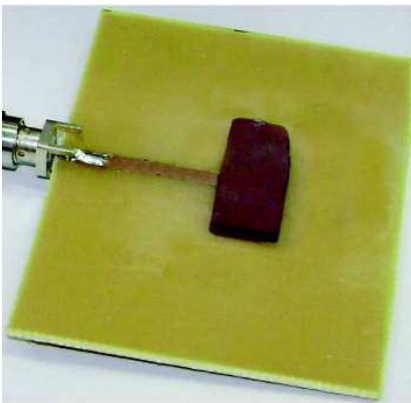
	Cilindro	Pastilha
Diâmetro (D)	12,25 mm	29,94 mm
Espessura (d)	10,21 mm	2,87 mm



(a)



(b)



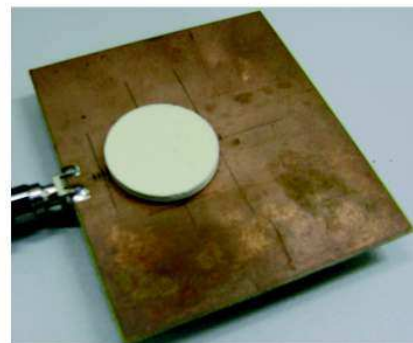
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 5.22: Antenas DRA construídas: (a) DRA cilíndrica excitada por linha de microfita, (b) DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura, (c) DRA retangular excitada por linha de microfita, (d) DRA retangular excitada por acoplamento por abertura, (e) Pastilha DRA excitada por linha de microfita e (f) Pastilha DRA excitada por acoplamento por abertura.

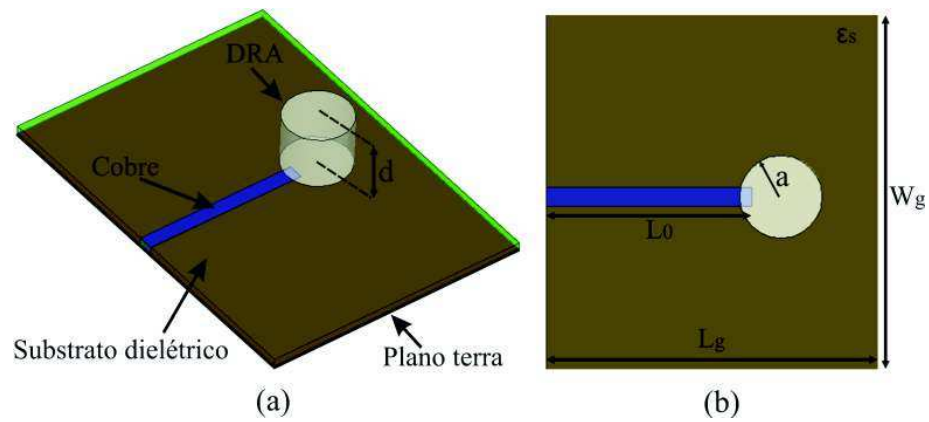


Figura 5.23: Antena DRA cilíndrica excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

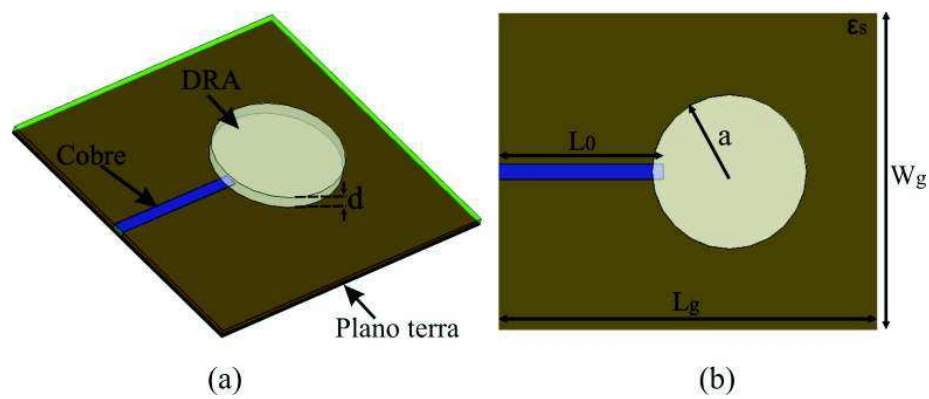


Figura 5.24: Antena DRA em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

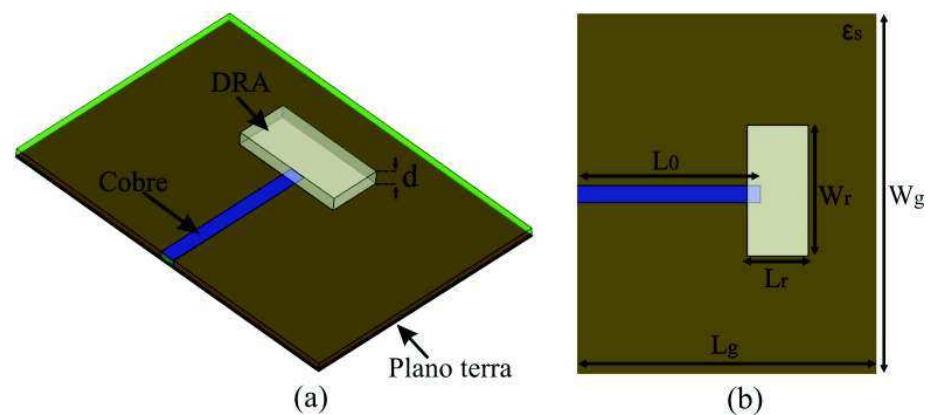


Figura 5.25: Antena DRA retangular excitada por linha de microfita: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

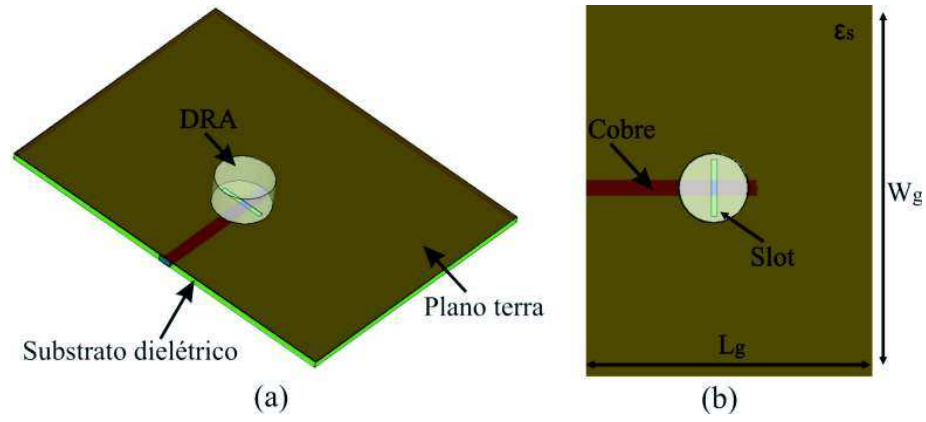


Figura 5.26: Antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

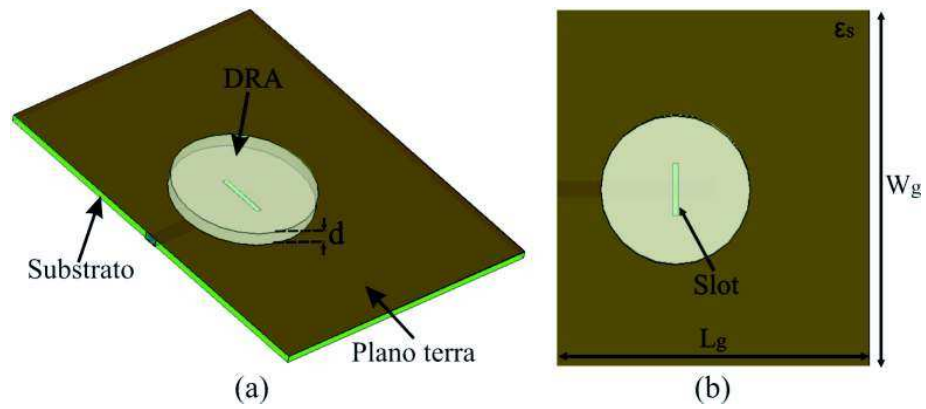


Figura 5.27: Antena DRA em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

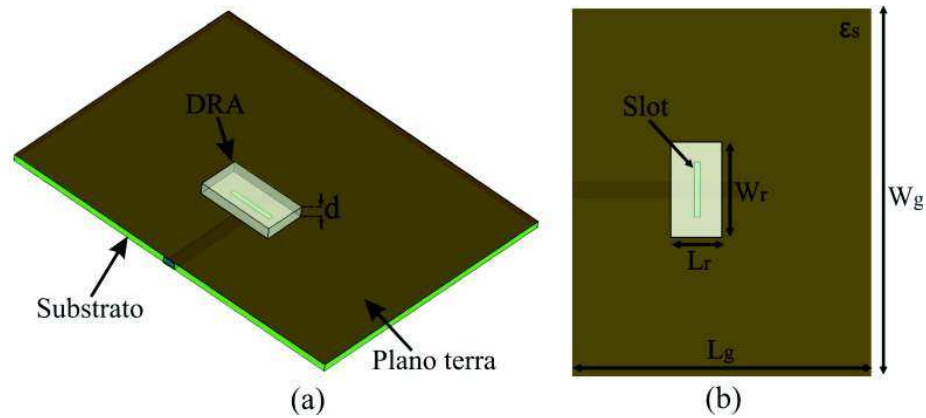


Figura 5.28: Antena DRA retangular excitada por acoplamento por abertura: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

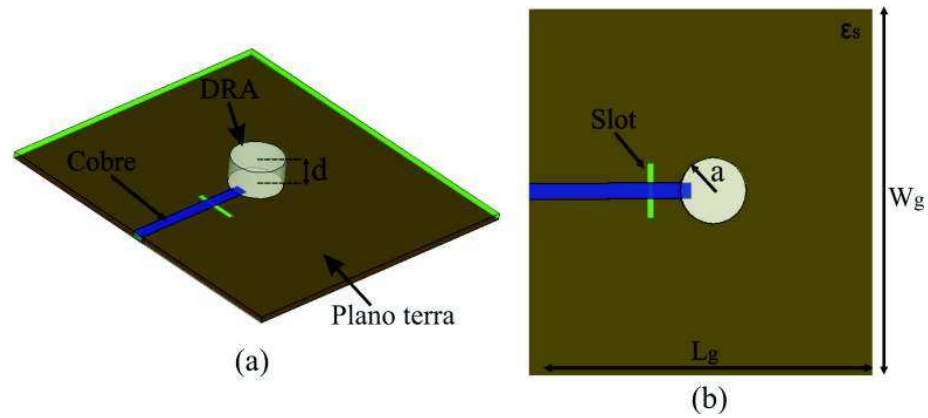


Figura 5.29: Antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento indutivo: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

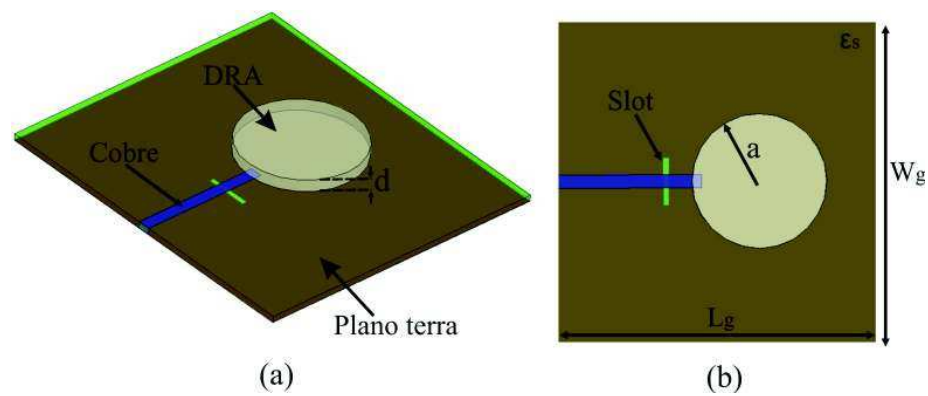


Figura 5.30: Antena DRA em forma de disco excitada por acoplamento indutivo: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

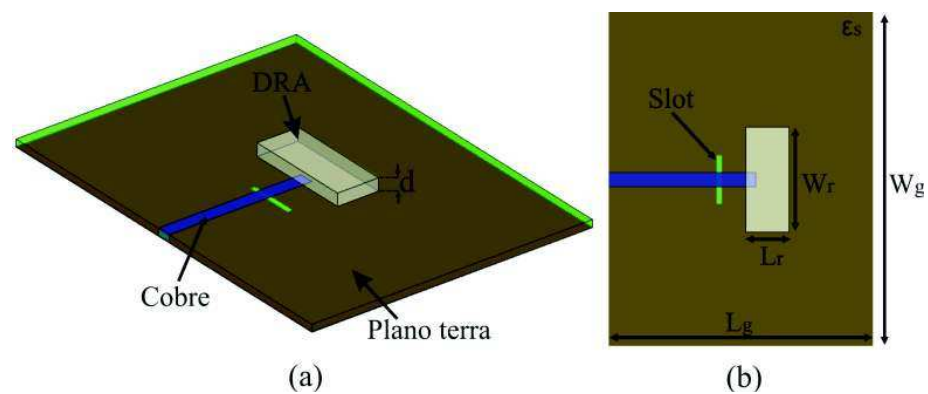


Figura 5.31: Antena DRA retangular excitada por acoplamento indutivo: (a) vista em perspectiva e (b) vista superior.

Tabela 5.6: Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Bário.

	Cilindro	Pastilha	Retângulo
Diâmetro (D)	12,25 mm	28,45 mm	—
Espessura (d)	6,80 mm	2,85 mm	2,55 mm
Largura (W_r)	—	—	17,26 mm
Comprimento (L_r)	—	—	9,22 mm

Tabela 5.7: Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Cálcio.

	Cilindro	Pastilha	Retângulo
Diâmetro (D)	12,72 mm	27,20 mm	—
Espessura (d)	7,0 mm	3,2 mm	2,65 mm
Largura (W_r)	—	—	19,15 mm
Comprimento (L_r)	—	—	9,40 mm

Tabela 5.8: Dimensões do cilindro e pastilhas a base de Titanato de Zinco.

	Cilindro	Pastilha	Retângulo
Diâmetro (D)	12,21 mm	28,13 mm	—
Espessura (d)	8,20 mm	2,45 mm	2,32 mm
Largura (W_r)	—	—	22,60 mm
Comprimento (L_r)	—	—	9,55 mm

5.4.1 Resultado para a Antena DRA Cilíndrica de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$

A Figura 5.32 mostra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia para diferentes distâncias de *offset* (x), cuja dimensão (em mm) se encontra na Tabela 5.5. Observa-se deste resultado que a melhor perda de retorno (S11) obtida foi para a distância de 28,5 mm. A antena ressoou em aproximadamente 8,1 GHz, apresentando uma perda de retorno em torno de -30 dB e uma largura de banda de 650 MHz, o que em termos percentuais é 8,03%, caracterizando-se com uma antena banda larga. Ao aumentar a distância de *offset*, pode-se constatar uma diminuição na perda de retorno, o que caracteriza um descasamento entre a linha e o DRA cilíndrico, diminuindo a performance dessa estrutura. A Figura 5.33 ilustra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia. Observa-se uma boa concordância nos resultados. As pequenas diferenças entre os valores medidos e simulados podem ser atribuídas ao processo de fabricação dos

Tabela 5.9: Dimensões das pastilhas a base de Ferritas.

	Ferrita ($NiFe_2O_4$)	Ferrita ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$)
Largura (W_r)	22,77 mm	15,60 mm
Comprimento (L_r)	12 mm	8,68 mm
Espessura (d)	2,77 mm	1,92 mm

dispositivos, com um erro estimado em 7,5% entre os resultados. A Figura 5.34 mostra a impedância medida na carta de Smith para a DRA cilíndrica de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$, apresentando uma impedância de entrada de $44,29 \Omega$. A Figura 5.35 mostra os diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D para esse cilindro dielétrico, em que se observa um diagrama direcional, com máxima concentração de energia ocorrendo na direção *broadside*.

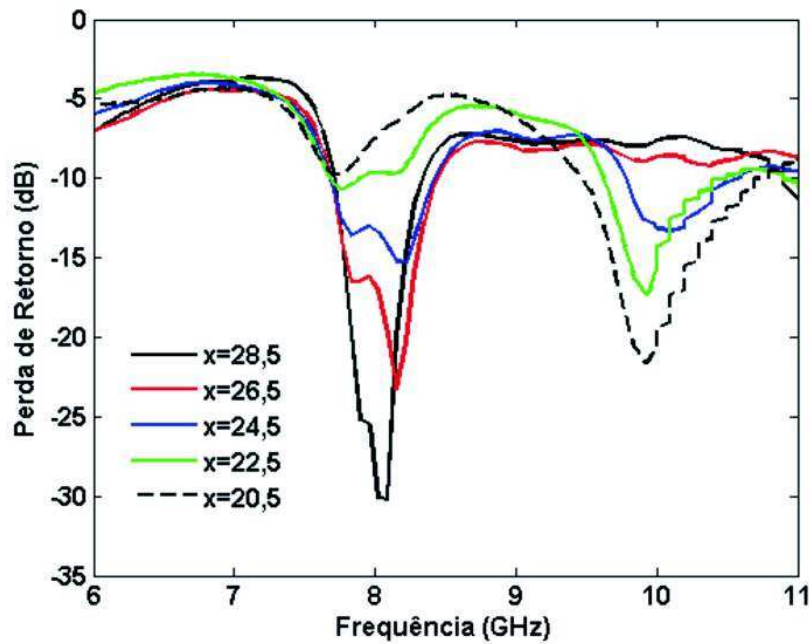


Figura 5.32: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita para várias distâncias (em mm) de *offset* (x).

A Figura 5.36 mostra uma comparação entre resultados simulado e medido para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento por abertura, em que a frequência de ressonância medida indica um valor de 5,96 GHz. A Figura 5.37 mostra a impedância medida na carta de Smith para essa estrutura excitada por acoplamento por abertura. Em que, a impedância medida foi de $61,50 \Omega$. A Figura 5.38 mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para o cilindro excitado por acoplamento por abertura,

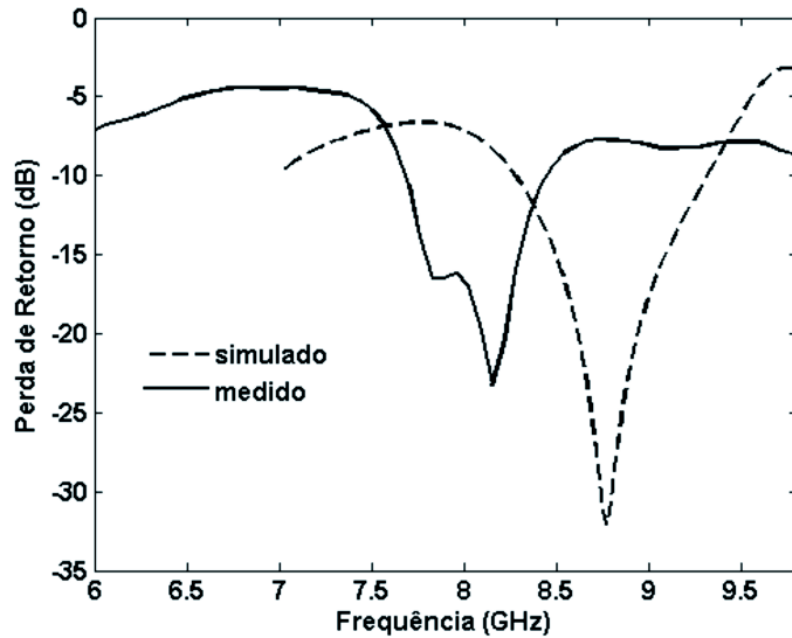


Figura 5.33: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita com $x=26,5$ mm.

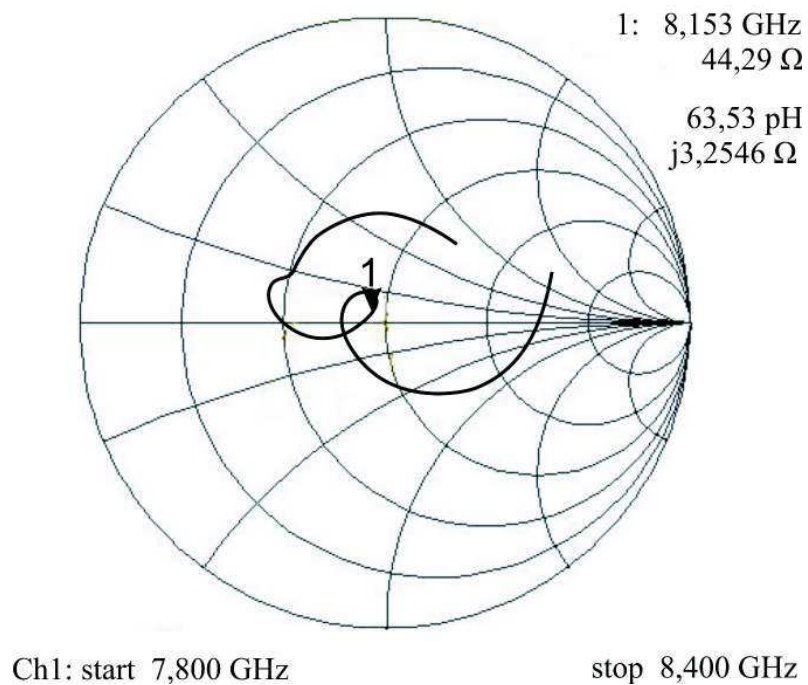


Figura 5.34: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita.

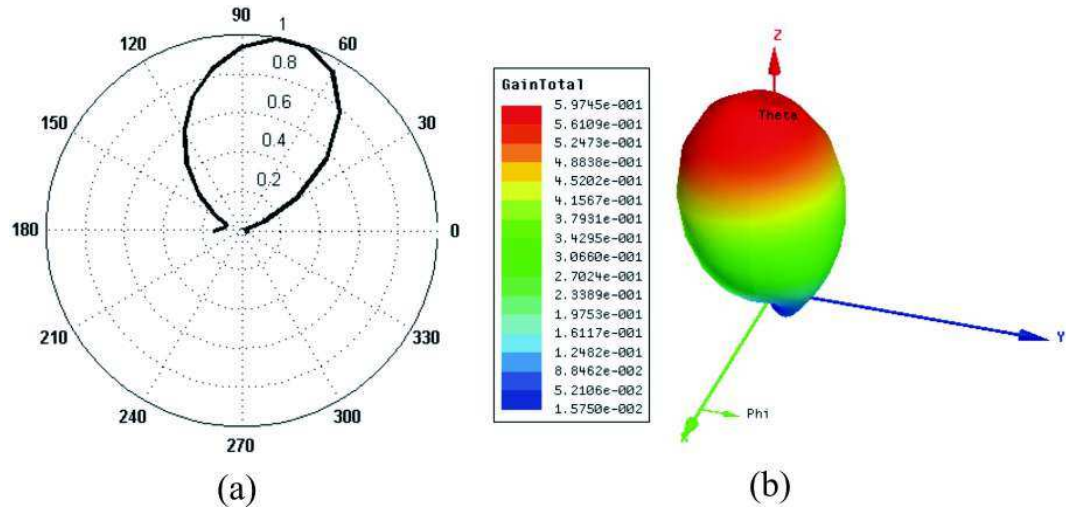


Figura 5.35: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

em que, novamente se observa um diagrama direcional irradiando na direção *broadside*, a priori com pouco ou nenhuma degradação na sua forma.

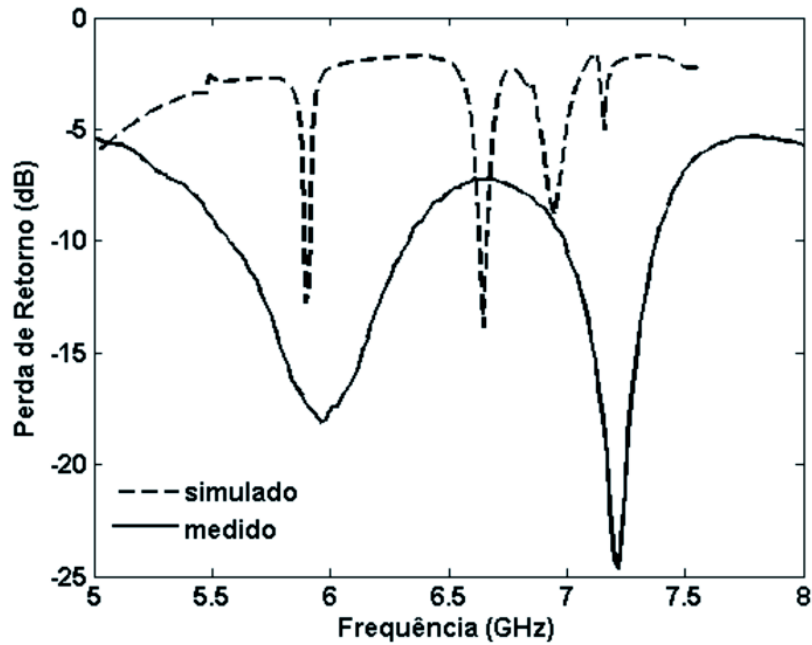


Figura 5.36: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura.

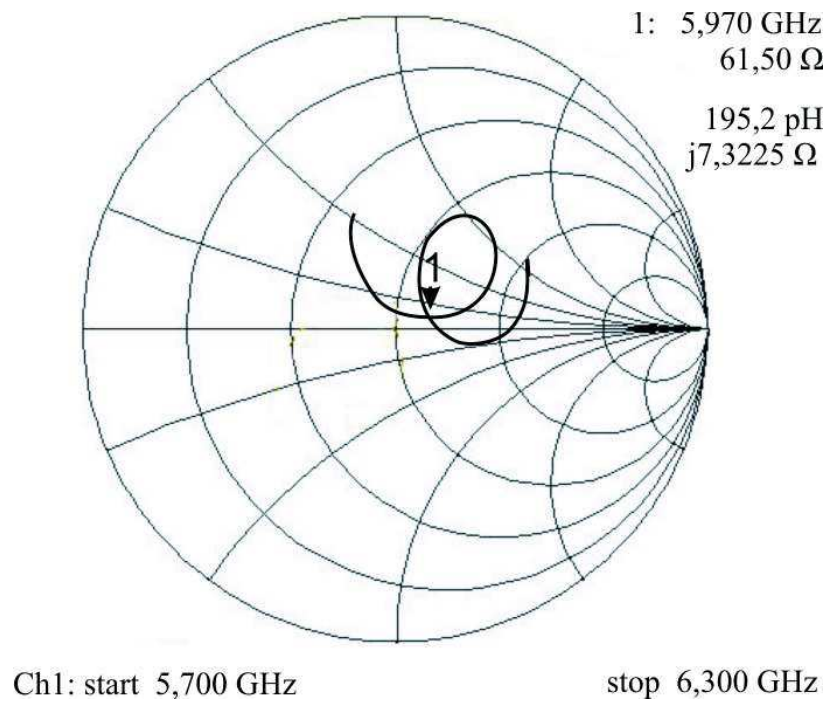


Figura 5.37: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica excitada por acoplamento por abertura.

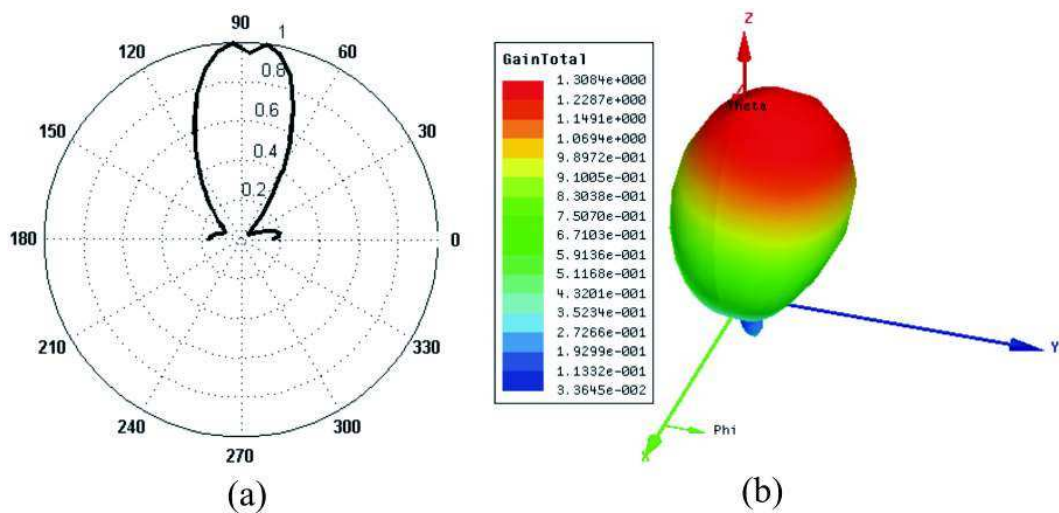


Figura 5.38: Diagrama de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

A Figura 5.39 mostra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo para diferentes distâncias (em mm) de *offset*. Novamente pode-se observar do resultado que a melhor perda de retorno obtida foi para a distância de 22,5 mm. Em que a frequência de ressonância indica um valor de 8,14 GHz, apresentando uma perda de retorno em torno de -22,5 dB e uma largura de banda de 2,2 GHz, o que em termos percentuais é 27%, caracterizando-se com uma antena ultrabanda larga (UWB). Desse resultado, novamente constata-se que a principal influência da distância de *offset* é com relação a impedância do dispositivo analisado, dessa forma ocorrendo ou não um descasamento de impedância entre a linha e a antena DRA analisada. A Figura 5.40 ilustra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo. Novamente observa-se uma boa concordância nos resultados, em que, sua impedância de entrada é visualizada na carta de Smith, Figura 5.41, indicando um valor de $61,45 \Omega$. A Figura 5.42 ilustra os diagramas de radiação 2D e 3D para o cilindro excitado por acoplamento indutivo. Esse diagrama se mostrou mais direcional em relação as demais técnicas de excitação para o DRA de Titanato de Zircônia, com radiação na direção *broadside*.

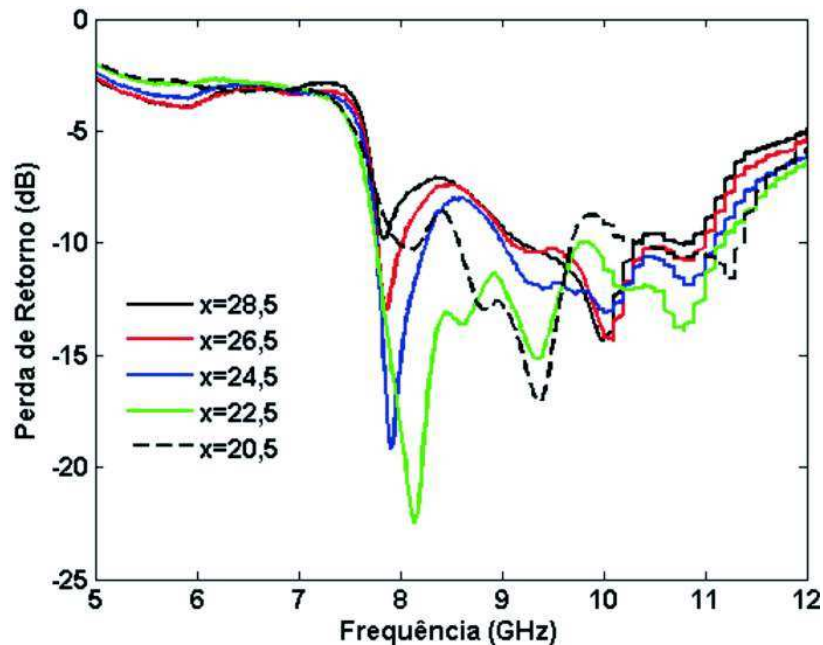


Figura 5.39: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

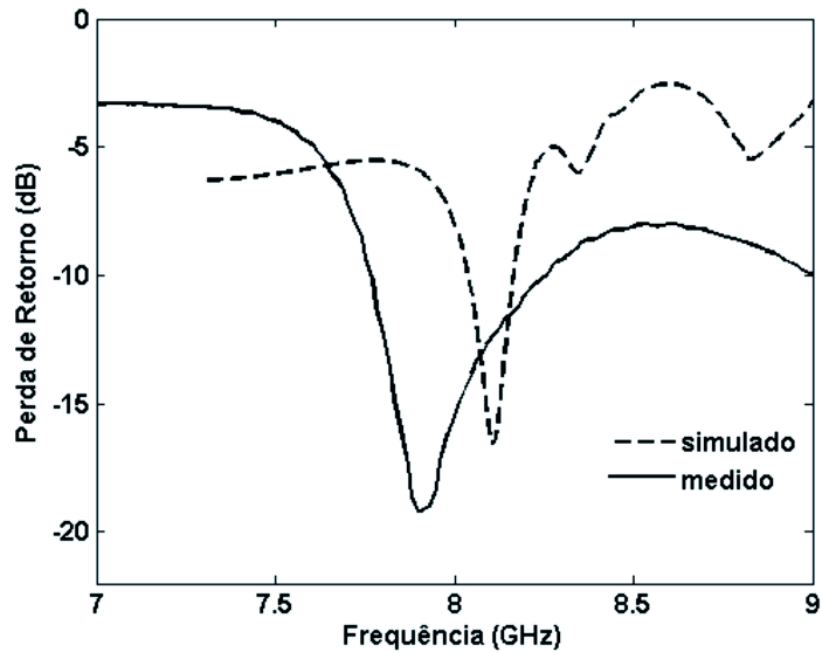


Figura 5.40: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo com $x=24,5$ mm.

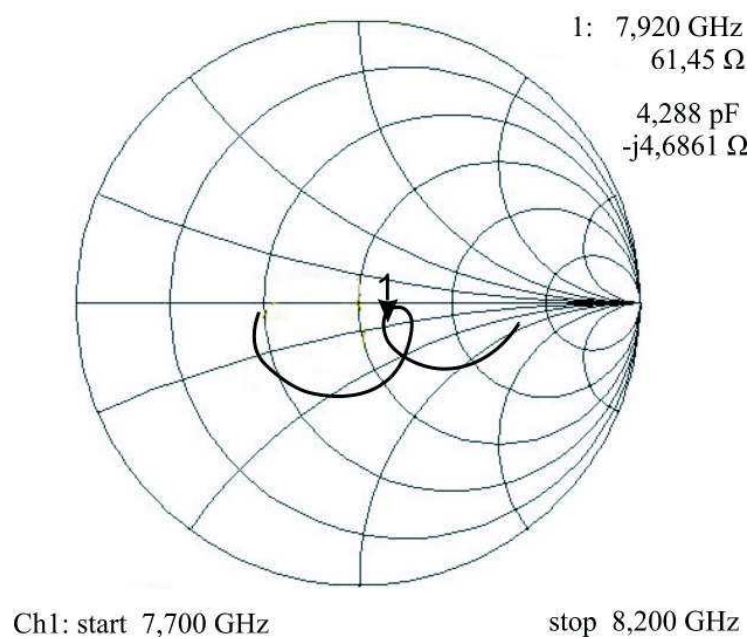


Figura 5.41: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo.

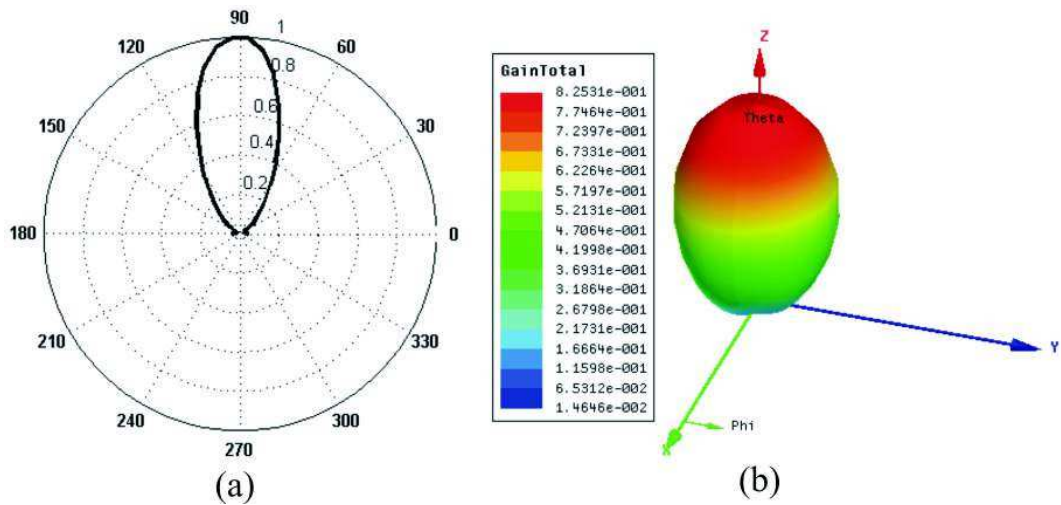


Figura 5.42: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Os resultados simulados e medidos referente à antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia encontram-se resumidos na Tabela 5.10.

Tabela 5.10: Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zircônia.

	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
S_{11}	-32,3 dB	-23,4 dB	-12,8 dB	-18,1 dB	-16,6 dB	-19,2 dB
F_r	8,76 GHz	8,15 GHz	5,91 GHz	5,96 GHz	8,1 GHz	7,91 GHz
BW	1,0 GHz	600 MHz	115 MHz	700 MHz	125 MHz	500 MHz
$BW(\%)$	11,4%	7,4%	1,95%	11,8%	1,55%	6,32%
$VSWR$	1,05	1,06	1,6	1,3	1,35	1,25

5.4.2 Resultado para a Antena DRA em Forma de disco de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$

A Figura 5.43 mostra os resultados medidos para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zircônia para diferentes distâncias de *offset*, cuja dimensão (em mm) se encontra mostrada na Tabela 5.5. Observa-se desse resultado que a melhor perda de retorno obtida foi para a distância de *offset* de 28,5 mm. Em que a antena apresentou uma frequência de ressonância de 8,1 GHz, apresentando uma perda de retorno de -28,8 dB e uma largura de banda de 700 MHz. Em termos percentuais, essa banda é 8,7%,

caracterizando-se também com uma antena banda larga. Novamente, ao aumentarmos a distância de *offset*, podemos constatar uma diminuição na perda de retorno, o que faz com que ocorra um descasamento entre a linha e o ressoador dielétrico, diminuindo a performance dessa estrutura. A Figura 5.44 ilustra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para a antena DRA em forma de disco. Observa-se uma boa concordância nos resultados, com um erro estimado em 8% entre os resultados. A Figura 5.45 mostra a impedância medida na carta de Smith para a antena DRA em forma de disco. Essa estrutura apresentou uma impedância medida de $46,50 \Omega$. A Figura 5.46 mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para a antena DRA em forma de disco, de Titanato de Zircônia, excitado por linha de microfita. É possível observar boas características de radiação para essa estrutura. Esse diagrama mostrou-se direcional, apresentando um ganho maior em relação às estruturas anteriores.

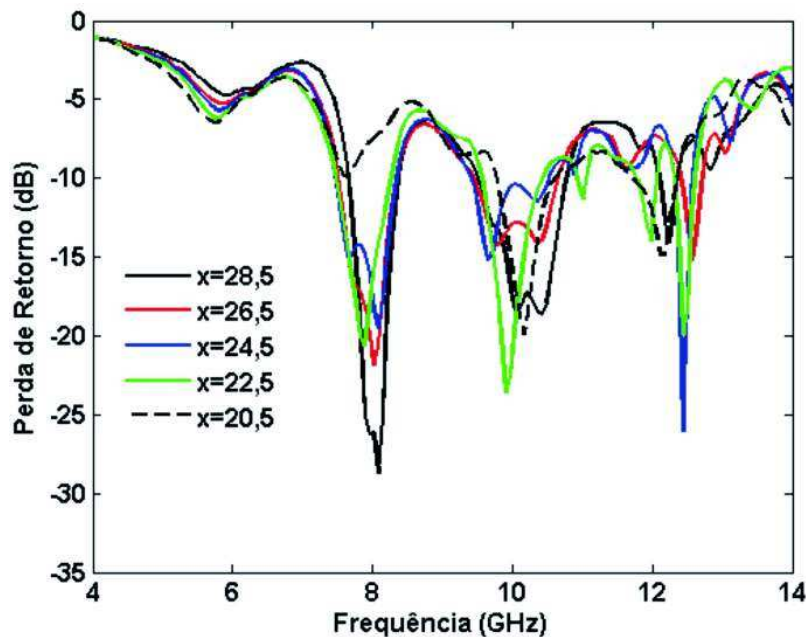


Figura 5.43: Perda de retorno medida da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

A Figura 5.47 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA de $Ti_{0,75}Zr_{0,25}O_2$ em forma de disco dielétrico excitada por acoplamento por abertura, em que a frequência de ressonância medida indica um valor de 6,89 GHz, com um erro estimado de 7,1% entre o resultado numérico e experimental. A Figura 5.48 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith para essa estrutura. A impedância medida foi de $62,20 \Omega$. A Figura 5.49 ilustra o diagrama de radiação para a antena DRA em

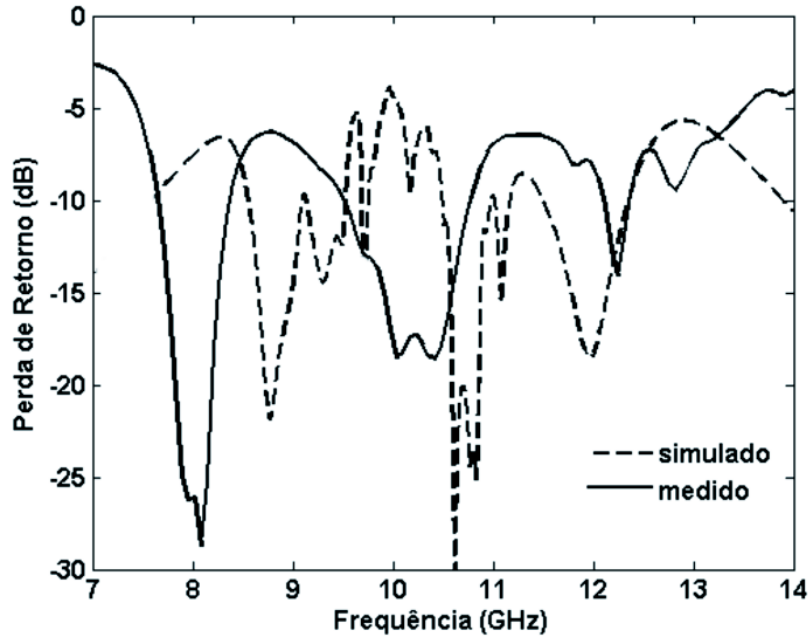


Figura 5.44: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

forma de disco de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento por abertura. Observa-se desse diagrama, uma tendência a ser direcional e com alguma radiação lateral, a priori, indesejada.

A Figura 5.50 ilustra os resultados medidos para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo para diferentes distâncias de *offset*. Observa-se que o melhor resultado ocorreu para uma distância de *offset* igual 22,5 mm. Em que a frequência de ressonância indica um valor de 9,50 GHz na primeira ressonância, apresentando uma perda de retorno de -14,4 dB e uma largura de banda de 2,5 GHz. A largura de banda percentual é 26,3%, caracterizando-se com uma antena ultrabanda larga (UWB). Desse resultado, novamente constata-se que a principal influência da distância de *offset* é com relação à impedância de entrada do dispositivo analisado, dessa forma ocorrendo ou não um casamento de impedância entre a linha e o ressoador. A Figura 5.51 ilustra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zircônia excitada por acoplamento indutivo. Novamente observa-se uma boa concordância nos resultados. A Figura 5.52 mostra sua impedância de entrada medida na carta de Smith. O resultado indica uma impedância de 33,28 Ω . Boas características de radiação pode ser observada para essa estrutura, conforme mostra o diagrama de radiação 2D e 3D da Figura 5.53, em

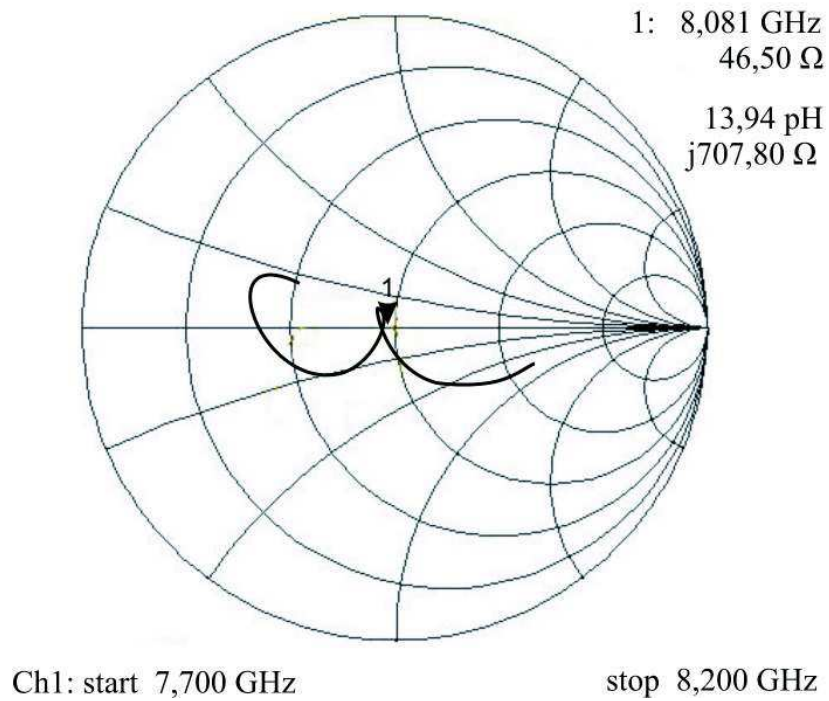


Figura 5.45: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita.

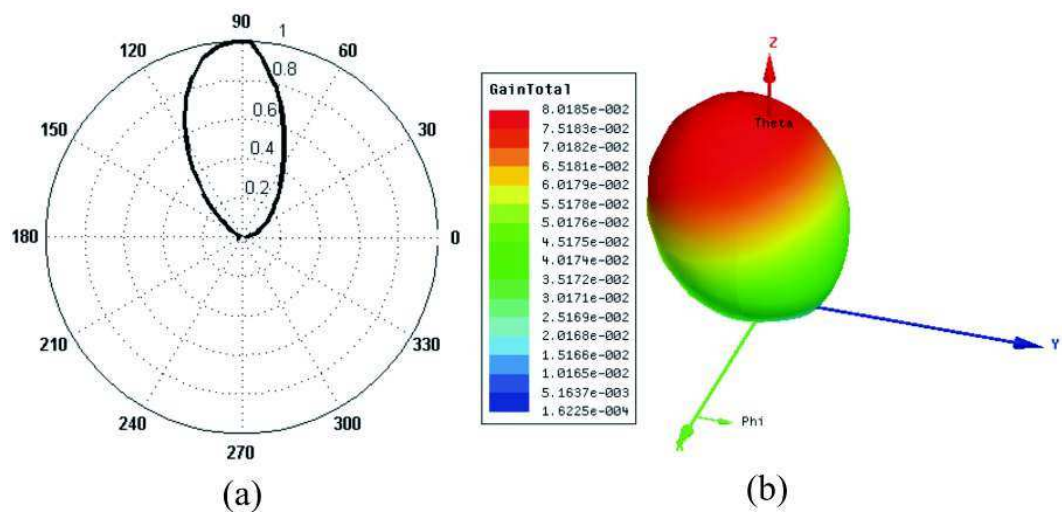


Figura 5.46: Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

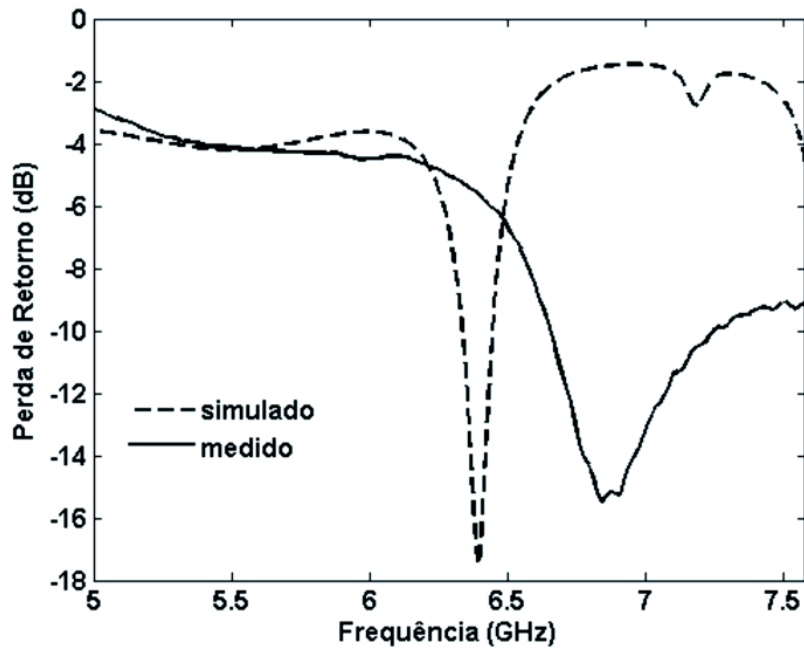


Figura 5.47: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.

que, é possível observar claramente um diagrama diretivo para essa antena irradiando na direção *broadside*.

A Tabela 5.11 mostra os resultados simulados e medidos referente à antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada pelas técnicas analisadas.

Tabela 5.11: Resultados simulados e medidos para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco.

Parâmetros	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-28,7 dB	-21,9 dB	-15,5 dB	-17,6 dB	-13,6 dB	-15,0 dB
F_r	8,08 GHz	8,75 GHz	6,89 GHz	6,4 GHz	9,45 GHz	9,65 GHz
BW	700 MHz	600 MHz	520 MHz	120 MHz	2 GHz	300 MHz
$BW(\%)$	8,7%	6,9%	7,6%	1,88%	21,2%	3,1%
$VSWR$	1,07	1,2	1,41	1,32	1,50	1,43

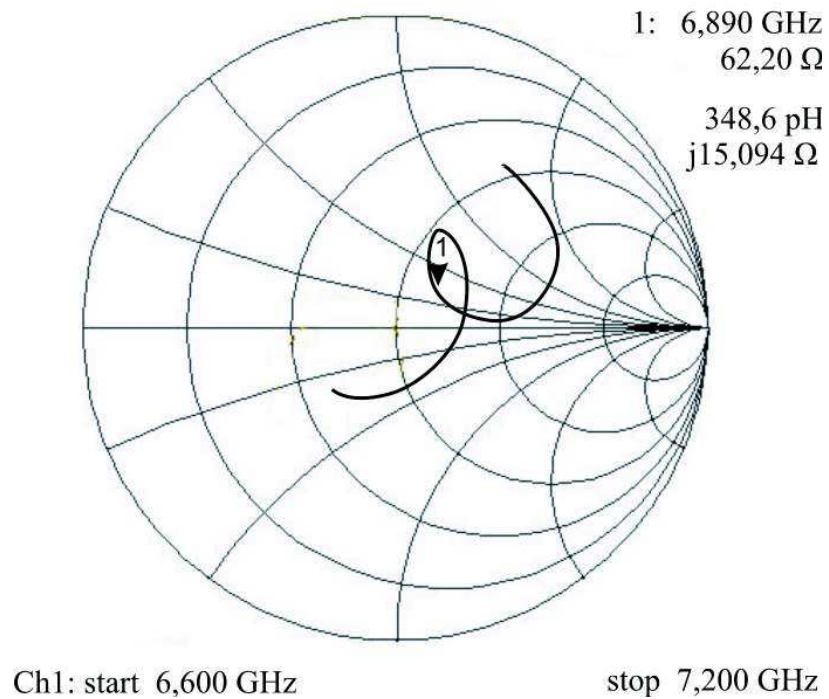


Figura 5.48: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.

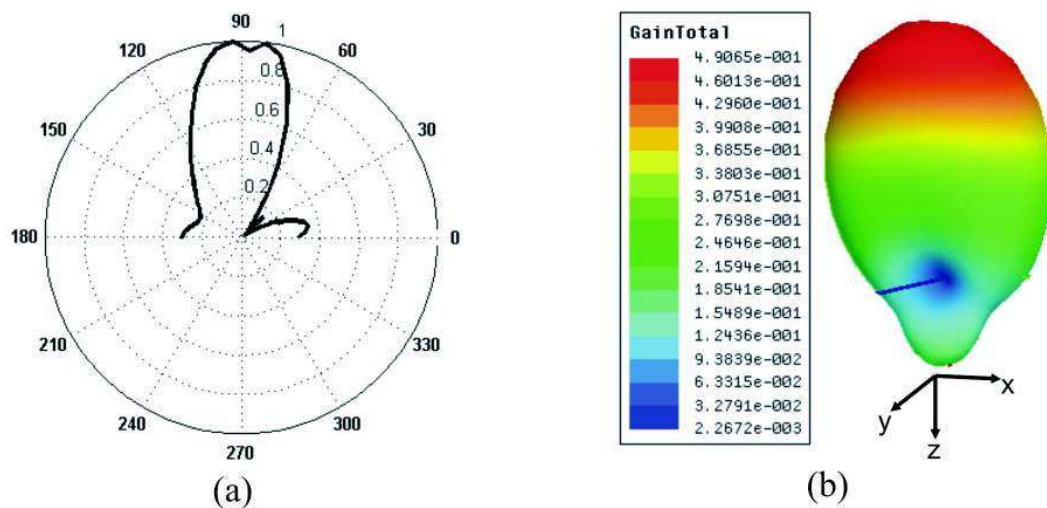


Figura 5.49: Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

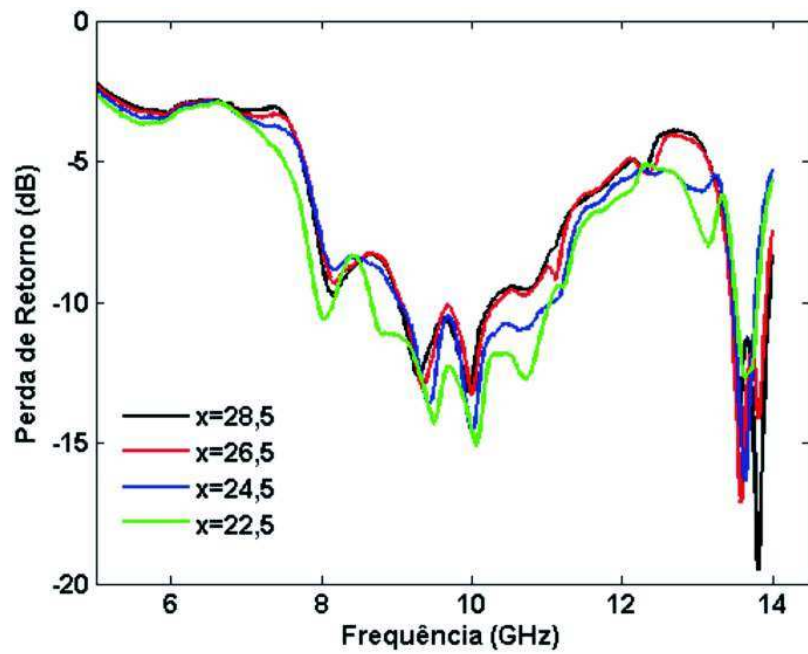


Figura 5.50: Perda de retorno da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

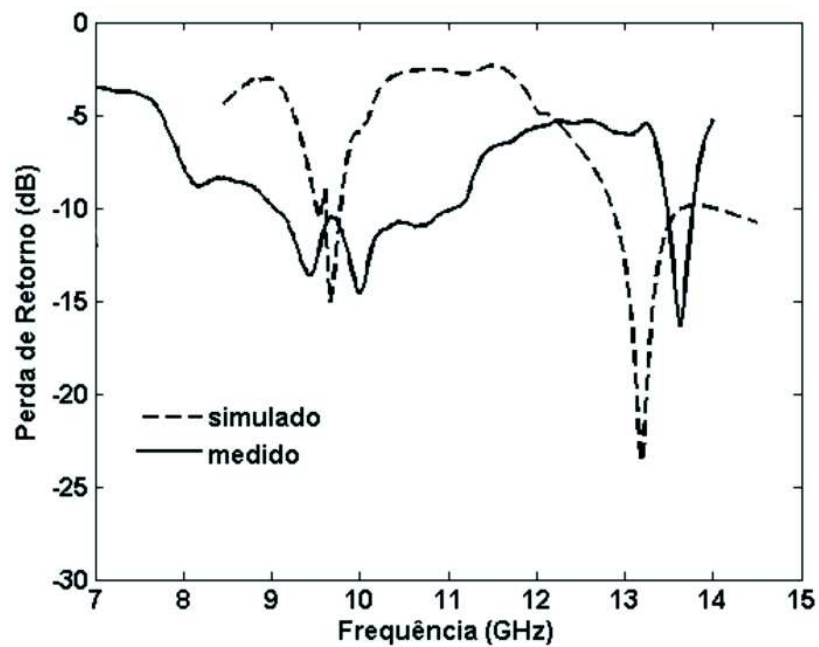


Figura 5.51: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento indutivo com $x=26,5$ mm.

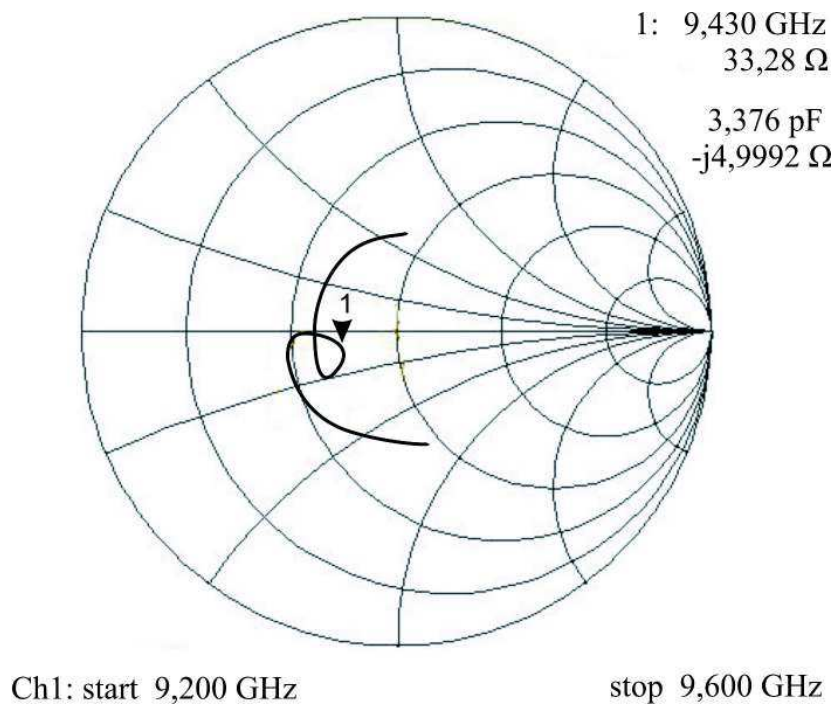


Figura 5.52: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.

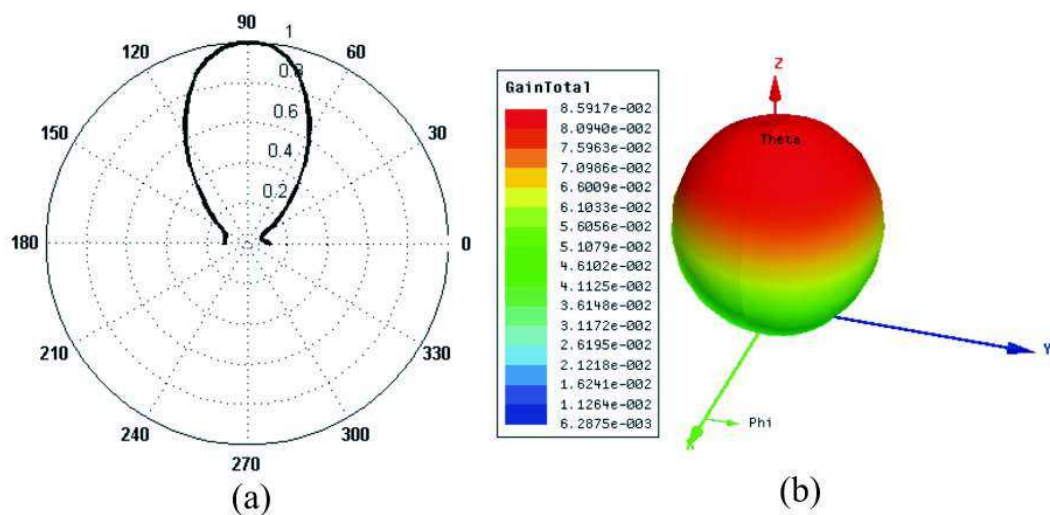


Figura 5.53: Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Zircônia em forma de disco excitada por acoplamento por indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

5.4.3 Resultado para a Antena DRA Cilíndrica de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.54 mostra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário para diferentes distâncias (em mm) de *offset* (x), cuja dimensão se encontra na Tabela 5.6. Pode-se observar do resultado um comportamento multibanda para essa antena, em que, a menor perda de retorno (S11) obtida foi para a distância de *offset* igual a 26,5 mm, com perda de retorno abaixo de -20 dB para as duas ressonâncias observadas. Um deslocamento na distância de *offset* ocasiona uma mudança nas características de impedância da antena. Também é possível observar que para a distância de $x = 20,5$ mm ocorreu um deslocamento na frequência de ressonância da antena, quando comparado as demais distâncias analisadas. A primeira ressonância aponta para uma frequência de 4,5 GHz com perda de retorno igual a -18,8 dB. A largura de banda nessa frequência é de 150 MHz ou 2,45%, o que a caracteriza como sendo de banda larga. A Figura 5.55 mostra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário. Observa-se uma boa concordância nos resultados. Com a antena apresentando três ressonância no range compreendido entre 3 - 7 GHz. A Figura 5.56 mostra a impedância de entrada para essa estrutura, medida na carta de Smith. Em que, a impedância observada é de 46,48 Ω , o que comprova um bom casamento de impedância entre a linha e o ressoador. Por sua vez, o gráfico da Figura 5.57 ilustra o diagrama de radiação 2D e 3D para o cilindro dielétrico de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$, em que o mesmo não se apresenta tão direcional quanto as antenas apresentadas até o momento, com um diagrama de radiação mais amplo, apresentando assim, um ganho inferior as demais antenas até o momento apresentadas, conforme mostra o gráfico da Figura 5.57(b).

A Figura 5.58 ilustra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura [63]. Novamente um comportamento multibanda é observado para essa estrutura, em que a primeira frequência de ressonância medida indica um valor de 4,82 GHz, apresentando uma perda de retorno igual a -12,9 dB. O erro estimado na primeira frequência de ressonância para essa antena é de 10,7%. A largura de banda para essa frequência é de 130 MHz, que em termos percentuais é igual a 2,7%, caracterizando-se como uma antena banda larga. A Figura 5.59 mostra a impedância medida na carta de Smith para a primeira frequência de ressonância. Em que, a impedância medida foi de 41,09 Ω . A Figura 5.60 mostra as características de radiação para a antena DRA de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ excitada por acoplamento por abertura, em que, se observa um diagrama direcional irradiando na direção *broad-side*, a priori com um pequeno deslocamento lateral, porém sem grandes consequências

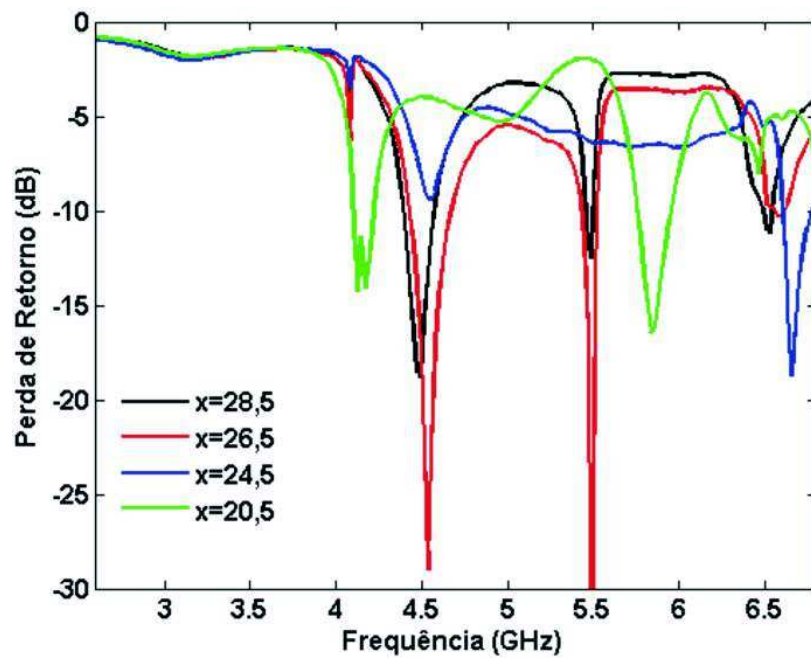


Figura 5.54: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset* (x).

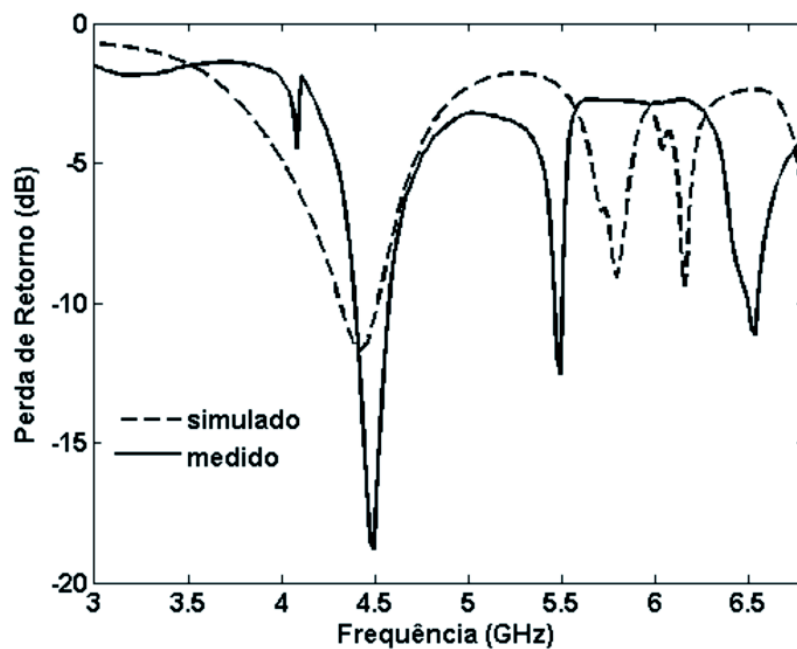


Figura 5.55: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

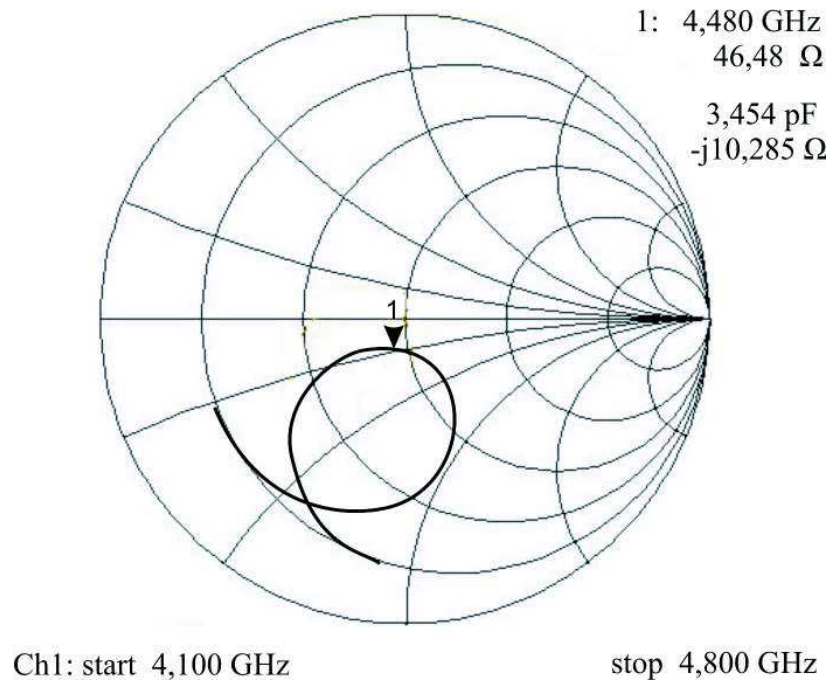


Figura 5.56: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita.

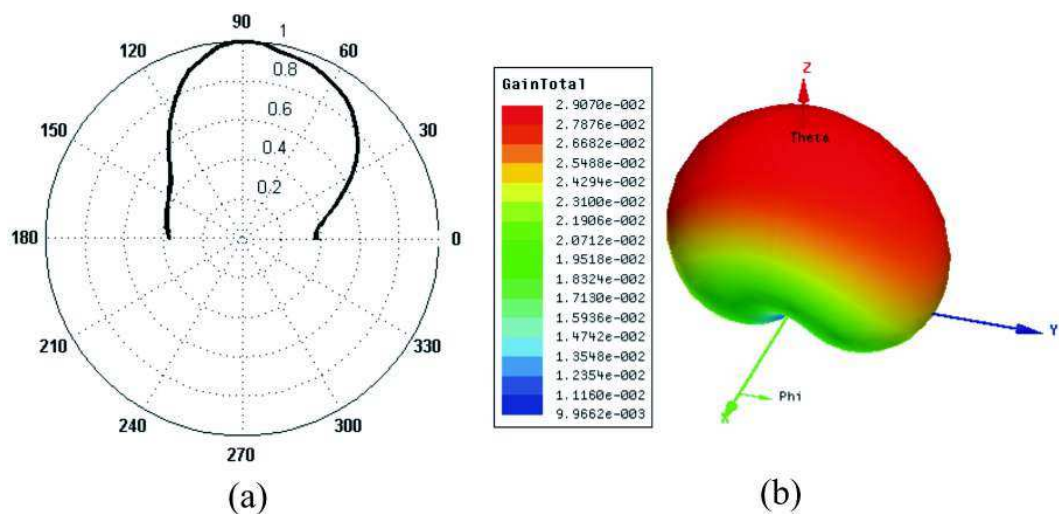


Figura 5.57: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

na forma de irradiar dessa estrutura.

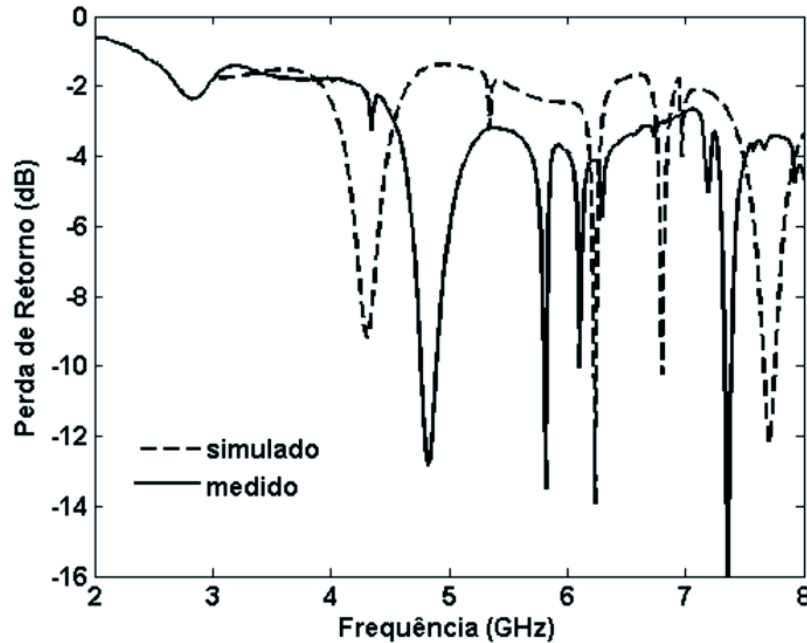


Figura 5.58: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.

Os resultados seguintes são referentes à antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo. O primeiro resultado, Figura 5.61 ilustra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ excitada pela técnica mencionada para diferentes distâncias de *offset*. Observa-se características multibanda com duas frequências de operação para essa antena, com a primeira frequência em 4,5 GHz e 6,3 GHz respectivamente. Também é possível observar que com a diminuição da distância de *offset* ocorre um descasamento entre a linha e o ressoador. A Figura 5.62 mostra um resultado comparativo entre medição e simulação para essa estrutura, com uma boa concordância entre os resultados, em que a primeira ressonância aponta para um valor de 4,5 GHz, com perda de retorno igual a -14,6 dB e largura de banda de 140 MHz, que em termos percentuais é igual a 3,11%, o que a classifica como uma antena banda larga. A impedância de entrada dessa estrutura é mostrada na carta de Smith, ver Figura 5.63, indicando um valor de 37,72 Ω . A Figura 5.64 ilustra o diagrama de radiação 2D e 3D para essa antena cilíndrica excitada por acoplamento indutivo. Esse diagrama se mostrou direcional com pouco e/ou a priori nenhuma degradação em seu formato.

A Tabela 5.12 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA

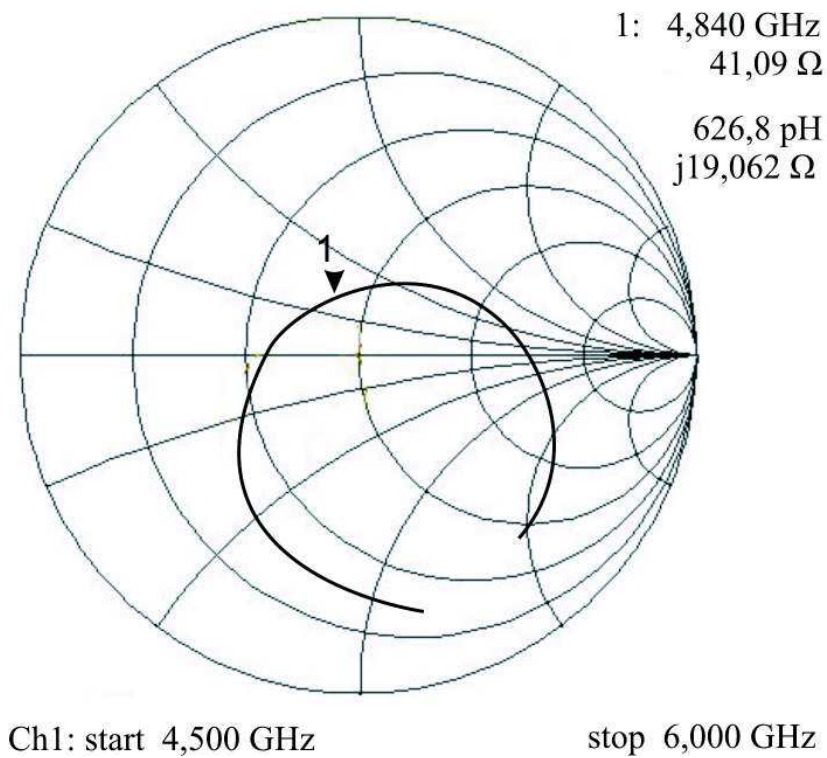


Figura 5.59: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.

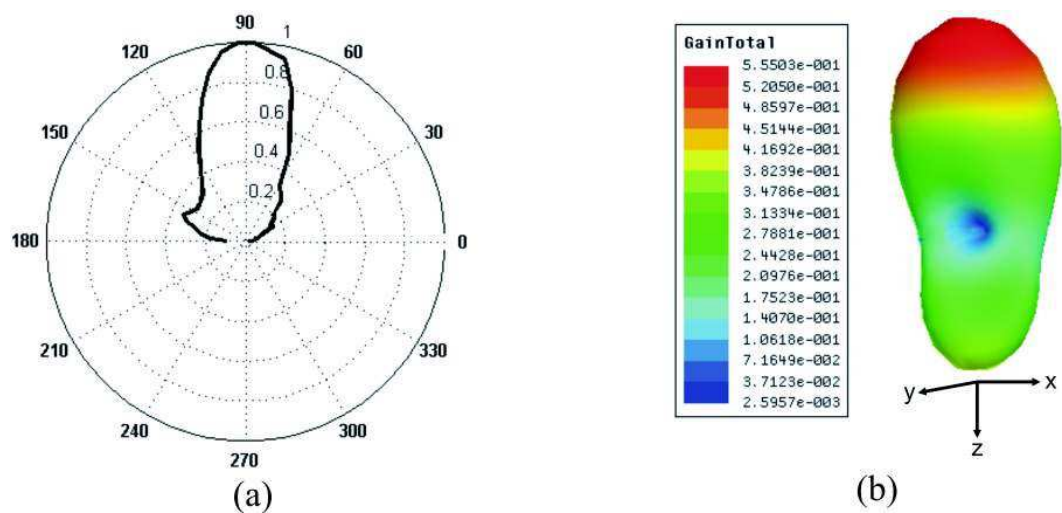


Figura 5.60: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

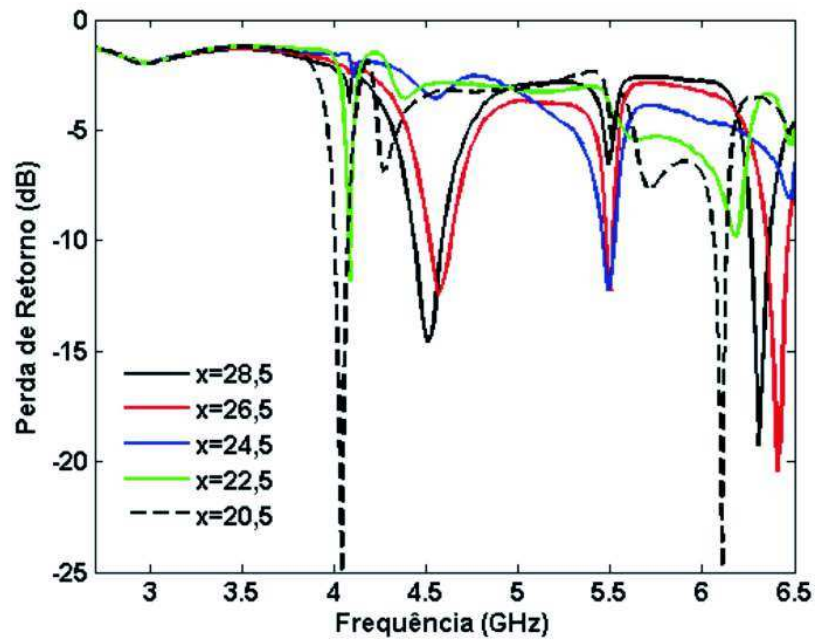


Figura 5.61: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

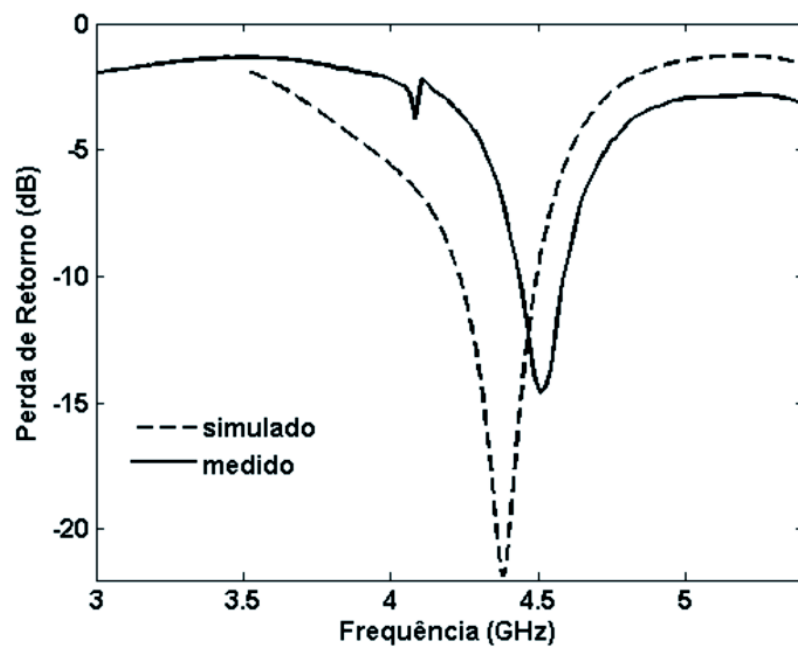


Figura 5.62: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo com $x=28,5$ mm.

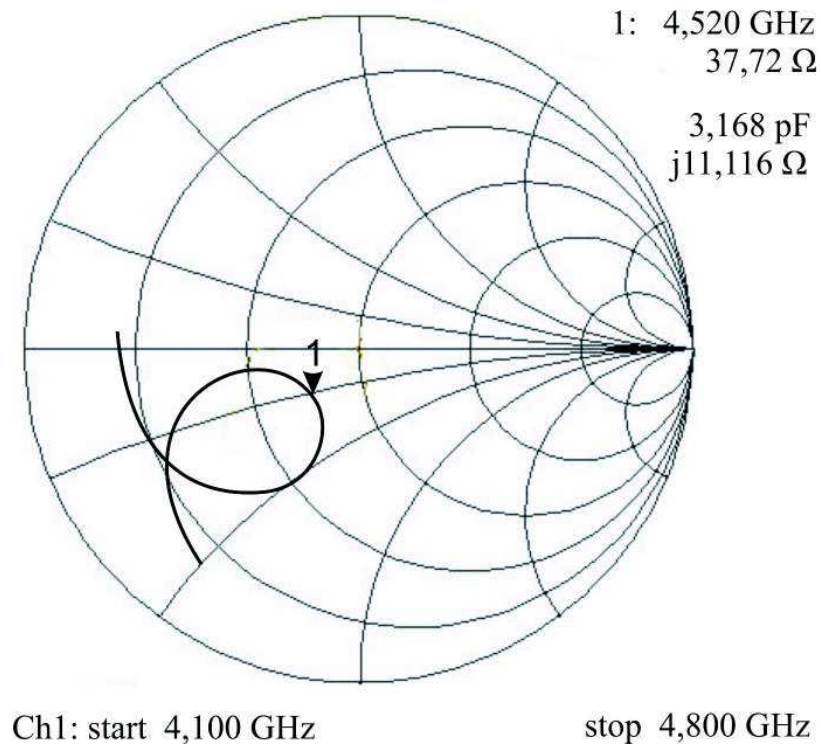


Figura 5.63: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo.

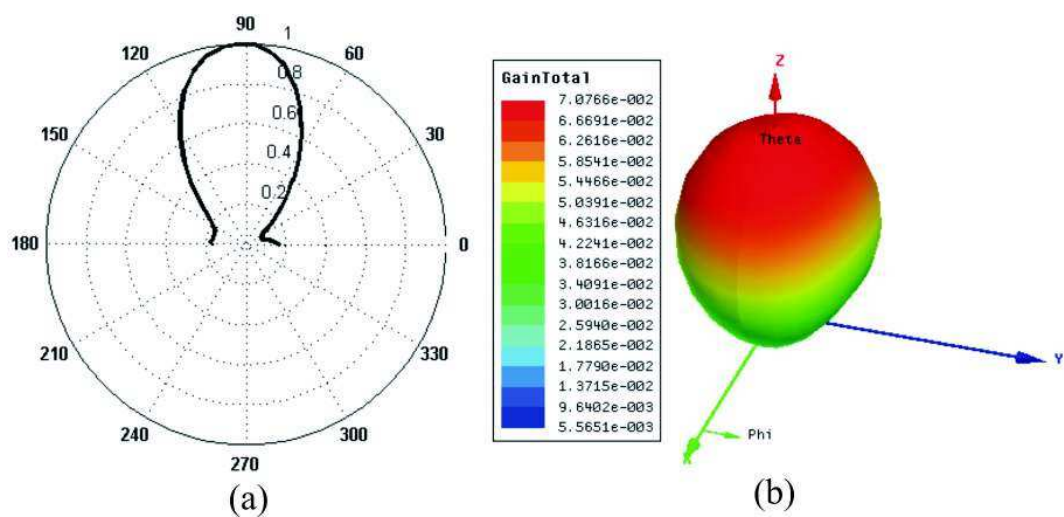


Figura 5.64: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

cilíndrica de Titanato de Bário excitada pelas técnicas mencionadas.

Tabela 5.12: Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Bário.

	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
S_{11}	-11,7 dB	-18,8 dB	-9,2 dB	-12,9 dB	-21,9 dB	-14,6 dB
F_r	4,45 GHz	4,50 GHz	4,30 GHz	4,82 GHz	4,38 GHz	4,50 GHz
BW	150 MHz	150 MHz	—	130 MHz	250 MHz	140 MHz
$BW(\%)$	2,45%	2,45%	—	2,7%	5,7%	3,11%
$VSWR$	1,70	1,26	2,06	1,60	1,16	1,45

5.4.4 Resultado para a Antena DRA de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ em forma de disco

A Figura 5.65 mostra os resultados medidos para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Bário excitada por linha de microfita para diferentes distâncias de *offset*, cuja dimensão se encontra mostrada na Tabela 5.6. Pode-se observar desse resultado que a melhor perda de retorno obtida foi para a distância de *offset* igual a 28,5 mm, cuja perda de retorno foi a menor dentre as demais posições investigadas. Nessa posição de *offset*, a antena apresentou uma frequência de ressonância de 5,01 GHz, apresentando uma perda de retorno de -25,9 dB com largura de banda de 70 MHz (1,4%). Desse resultado é possível observar que ao aumentarmos a distância de *offset*, podemos constatar uma diminuição na perda de retorno, o que faz com que ocorra um descasamento entre a linha e o ressoador. A Figura 5.66 ilustra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para essa antena em forma de disco. Observa-se um comportamento multibanda para essa estrutura com três ressonâncias observadas para o resultado medido. Essa antena apresentou duas ressonâncias na faixa de 5 GHz, com aplicação direta no padrão IEEE 802.11a. Também uma boa concordância foi observada para esse resultado, com um erro estimado de 3% entre os resultados medido e simulado para a primeira ressonância.

A Figura 5.67 mostra a impedância medida na carta de Smith para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco. Essa estrutura apresentou uma impedância medida de 50,14 Ω , o que caracteriza um excelente casamento de impedância entre a linha de alimentação e o ressoador dielétrico. A característica de radiação para essa antena pode

se observada na Figura 5.68. Em que é possível observar boas características de radiação, caracterizado por um diagrama de irradiação direcional, com máxima concentração de energia na direção *broadside*.

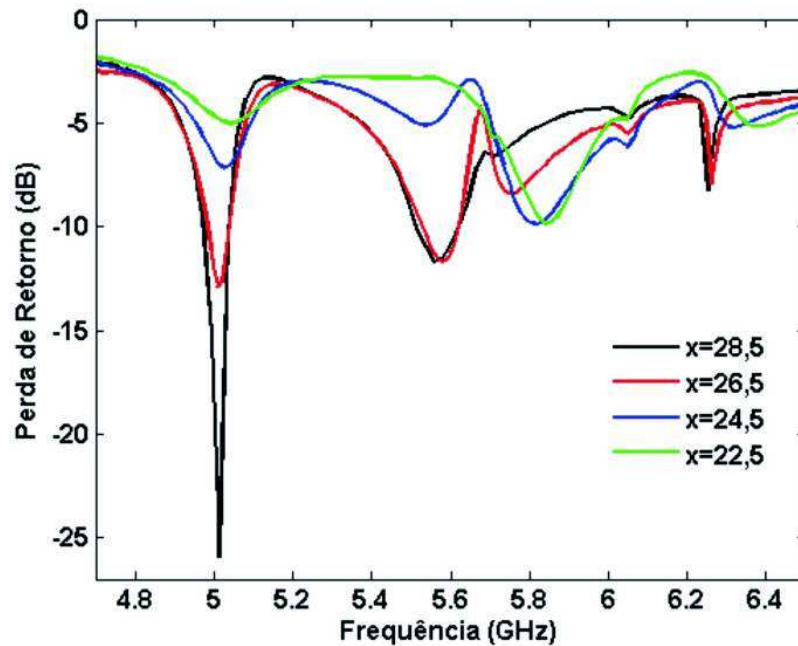


Figura 5.65: Perda de retorno medida da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

A Figura 5.69 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ em forma de disco dielétrico excitada por acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados é observado, com a frequência de operação medindo 5,34 GHz. A baixa perda de retorno obtida indica um bom casamento de impedância para essa estrutura. A Figura 5.70 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith, apresentando o valor de $51,07 \Omega$. A Figura 5.71 ilustra o diagrama de radiação para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Bário excitada pela técnica de acoplamento por abertura, em que se observa boas características de radiação em seu formato e sem lóbulos laterais indesejados.

A Figura 5.72 mostra os resultados medidos para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo para diferentes distâncias de *offset*. Desse resultado, observa-se duas bandas de operação dentro da faixa de 5 GHz (padrão IEEE 802.11a), a primeira em 5,0 GHz e a segunda em 5,66 GHz. Novamente é possível observar que a medida que aumentamos a distância de *offset*, aumentamos a perda de re-

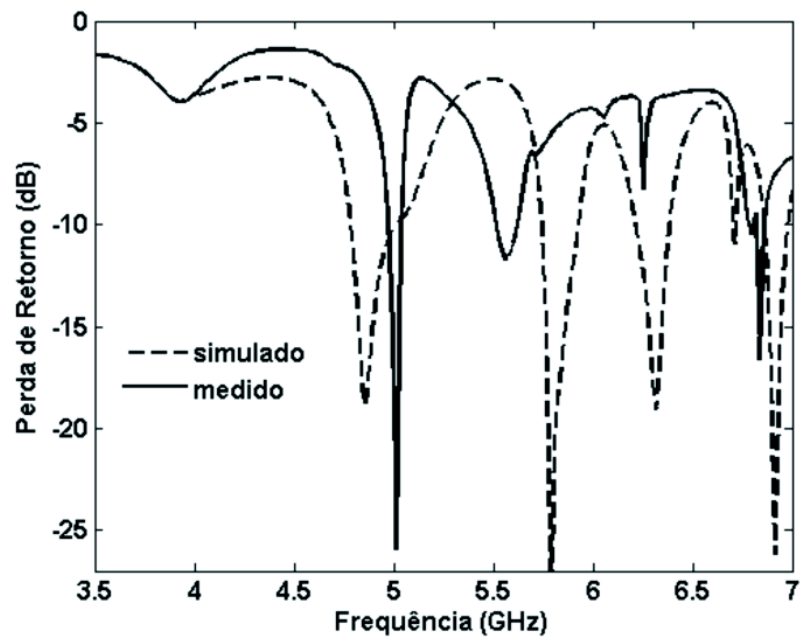


Figura 5.66: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

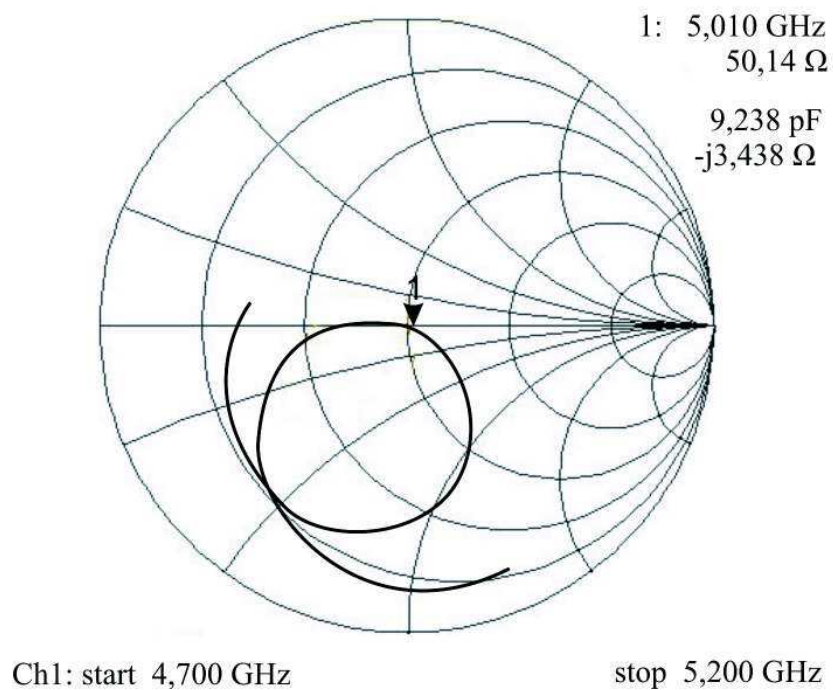


Figura 5.67: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita.

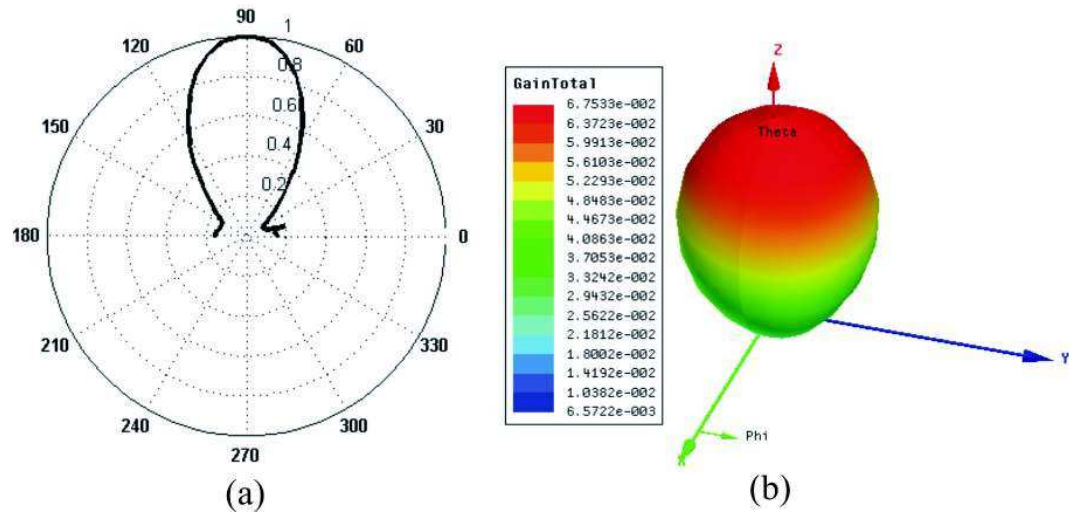


Figura 5.68: Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

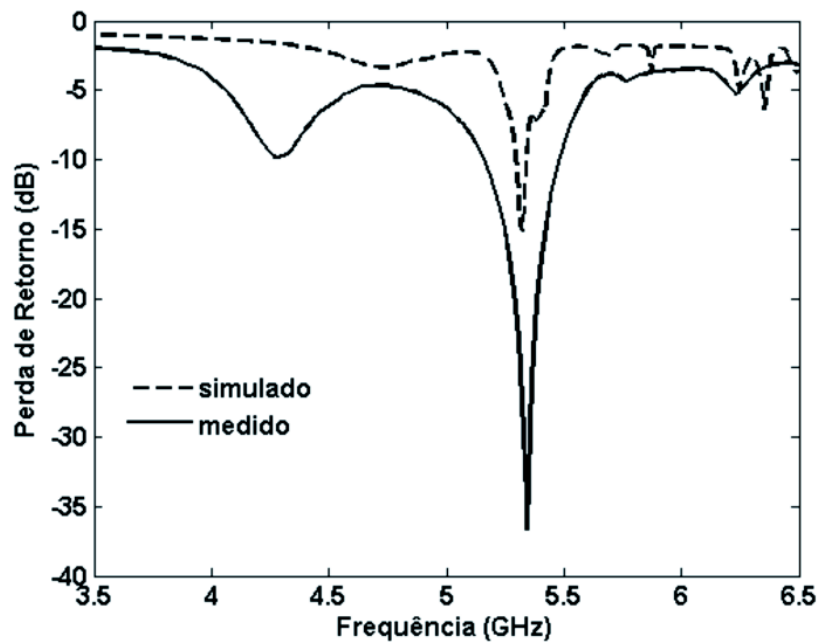


Figura 5.69: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.

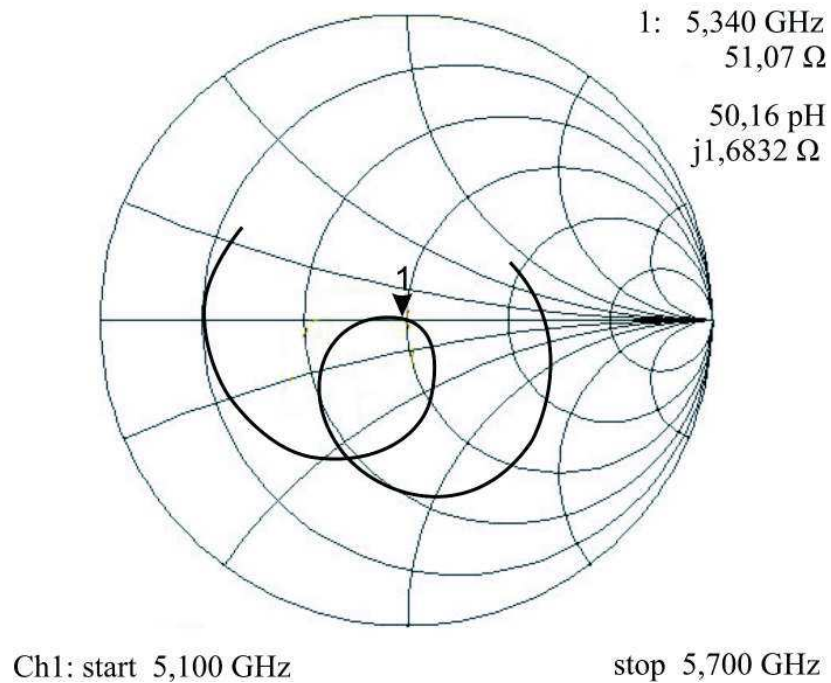


Figura 5.70: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.

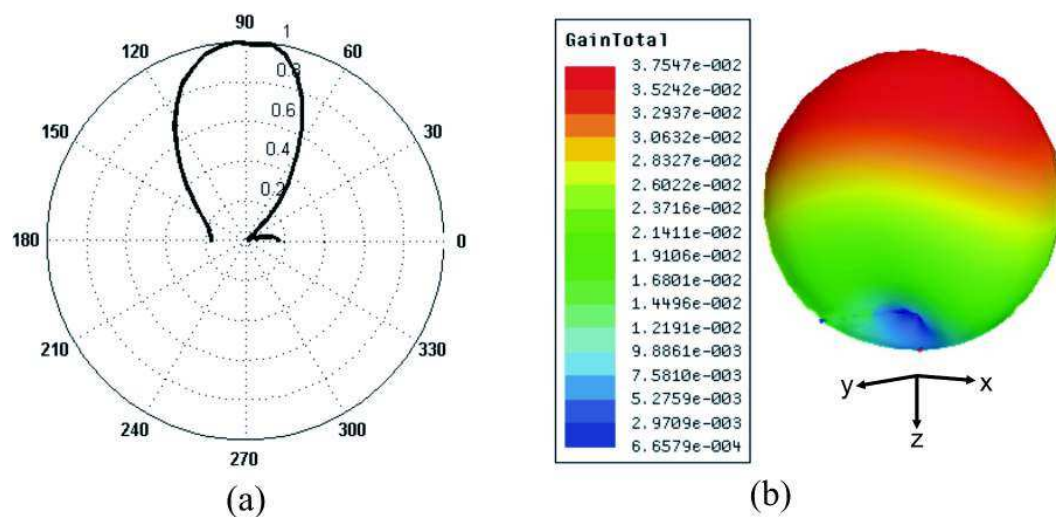


Figura 5.71: Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

torno, diminuindo dessa forma a eficiência dessa antena. O melhor resultado observado foi para a distância de *offset* igual 28,5 mm. A Figura 5.73 mostra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo. Novamente observa-se uma boa concordância nos resultados. A Figura 5.74 mostra a impedância medida na carta de Smith. O resultado indica uma impedância de $47,40 \Omega$, o que indica um bom casamento de impedância obtido para essa estrutura, ficando o resultado próximo aos 50Ω desejado. Boas características de radiação pode ser observada para essa estrutura, conforme mostra o diagrama de radiação da Figura 5.75, em que, é possível observar um diagrama bem comportado e diretivo, com irradiação na direção *broadside*.

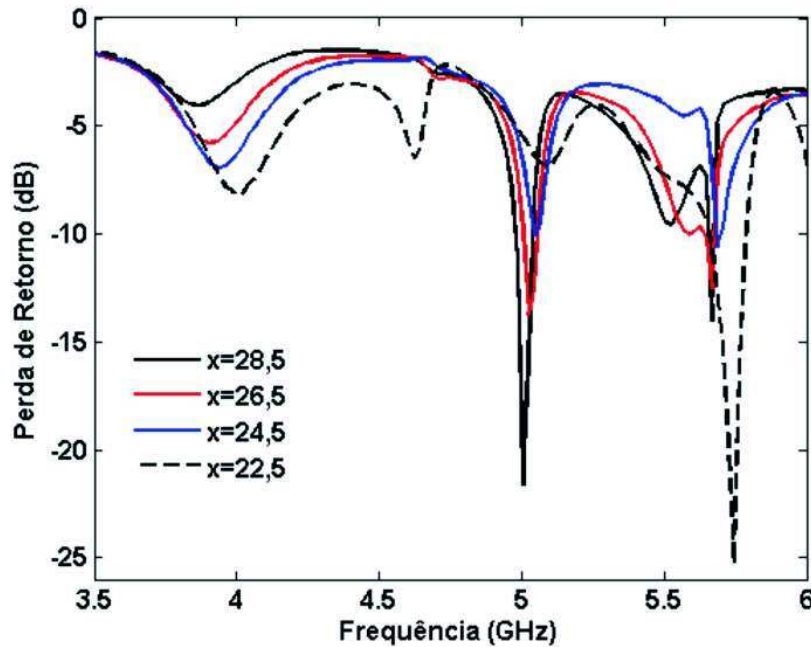


Figura 5.72: Perda de retorno da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.13 mostra os resultados simulados e medidos referente à antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada pelas técnicas analisadas.

5.4.5 Resultado para a Antena DRA retangular de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.76 mostra os resultados medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada pela técnica de linha de microfitas para diferentes distâncias de *offset*. As dimensões (em mm) da antena se encontram resumidas na Tabela 5.6. Pode se observar

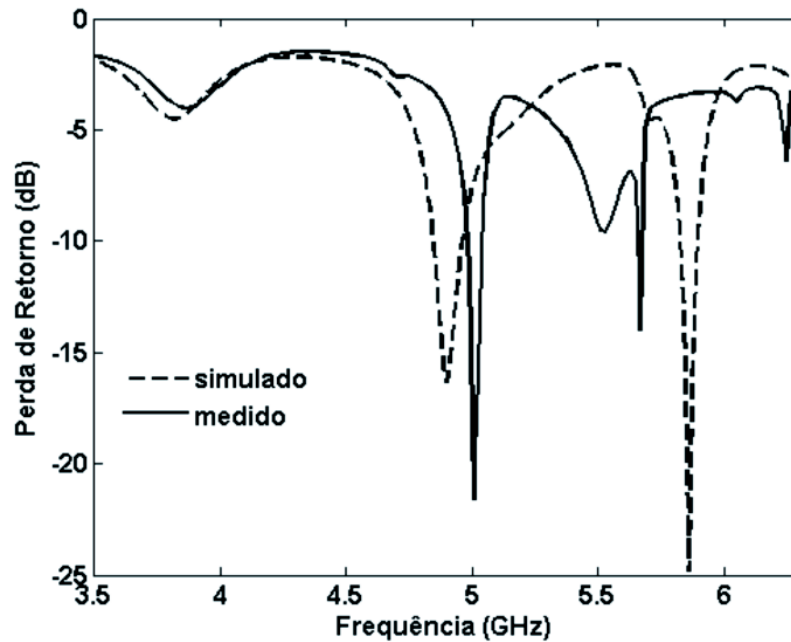


Figura 5.73: Perda de retorno medida e simulada para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo com $x=28,5$ mm.

desse resultado que para as duas primeiras distâncias de *offset*, ou seja, $x=28,5$ mm e $x=26,5$ mm, a antena ressoou próximo a 7,0 GHz, o que por sua vez não aconteceu para os valores de $x=24,5$ mm e $x=22,5$ mm, em que ocorreu um deslocamento na frequência de ressonância da antena analisada. A Figura 5.77 ilustra um resultado comparativo entre medição e simulação da perda de retorno para essa antena. Observa-se uma boa concordância entre os resultados. A Figura 5.78 mostra a impedância medida na carta de Smith para a antena DRA de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$. Essa antena apresentou uma impedância de entrada medida de $58,27 \Omega$. A Figura 5.79 ilustra o diagrama de radiação 2D e 3D para a antena em questão, apresentando boas características de radiação, sem nenhuma degradação em seu formato.

A Figura 5.80 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA retangular de $Ba_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ excitada pela técnica de acoplamento por abertura [64]. A antena apresentou duas bandas de operação, sendo a primeira em 6,77 GHz e a segunda em 7,76 GHz, com uma boa concordância entre os resultados numérico e experimental. A Figura 5.81 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith, o qual indica um valor de $47,19 \Omega$. O resultado da Figura 5.82 ilustra o diagrama de radiação para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada pela técnica de acoplamento por abertura, em que se observa boas características de radiação em um diagrama direcional

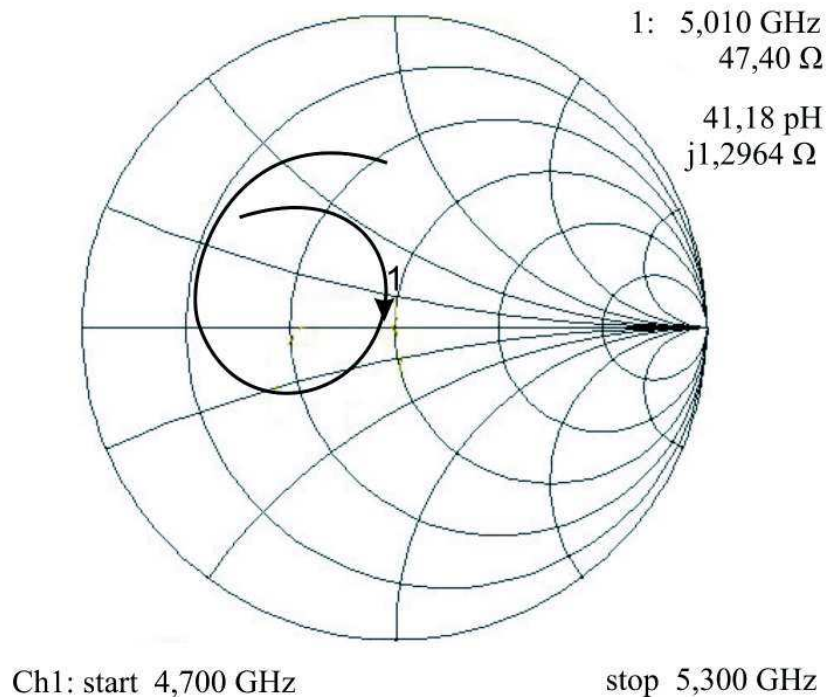


Figura 5.74: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.

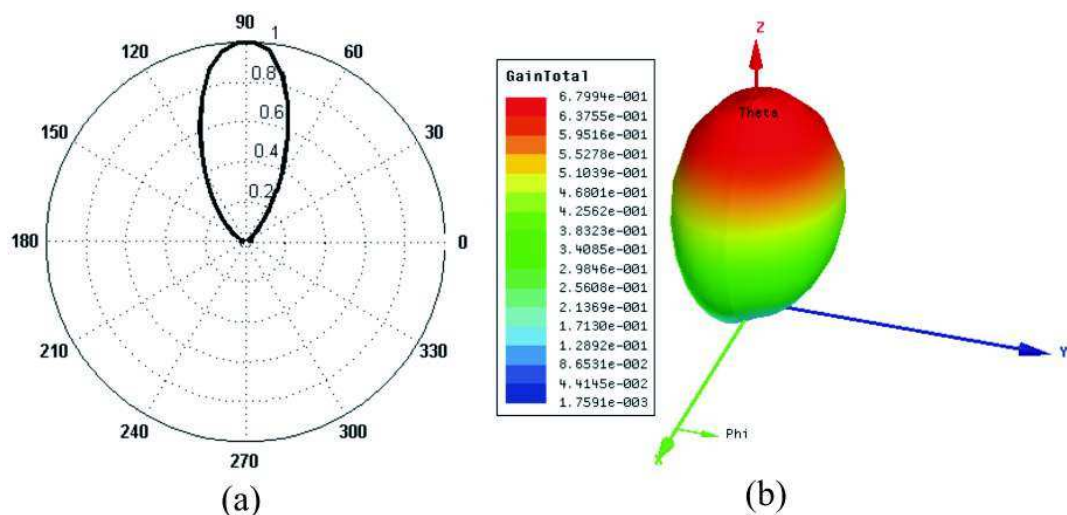


Figura 5.75: Diagramas de radiação da antena DRA Titanato de Bário em forma de disco excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

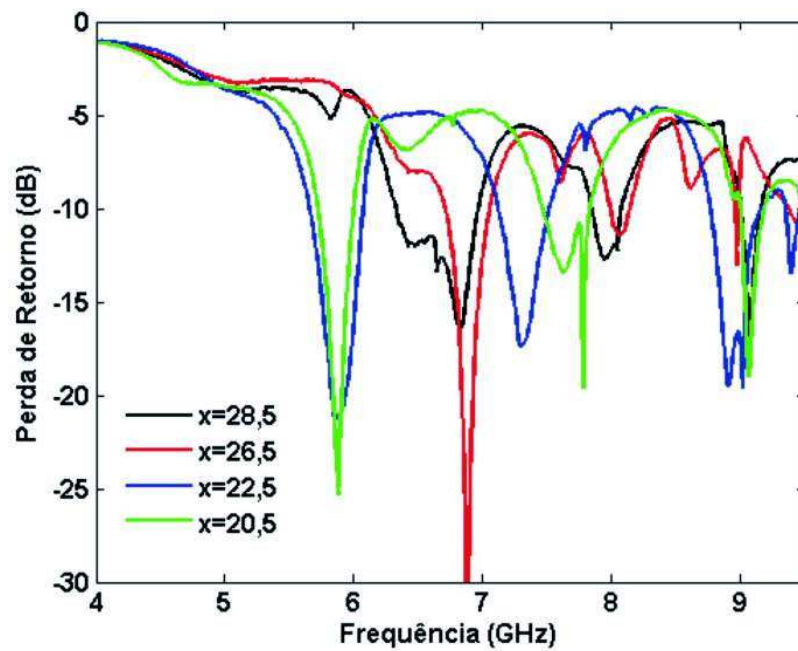


Figura 5.76: Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

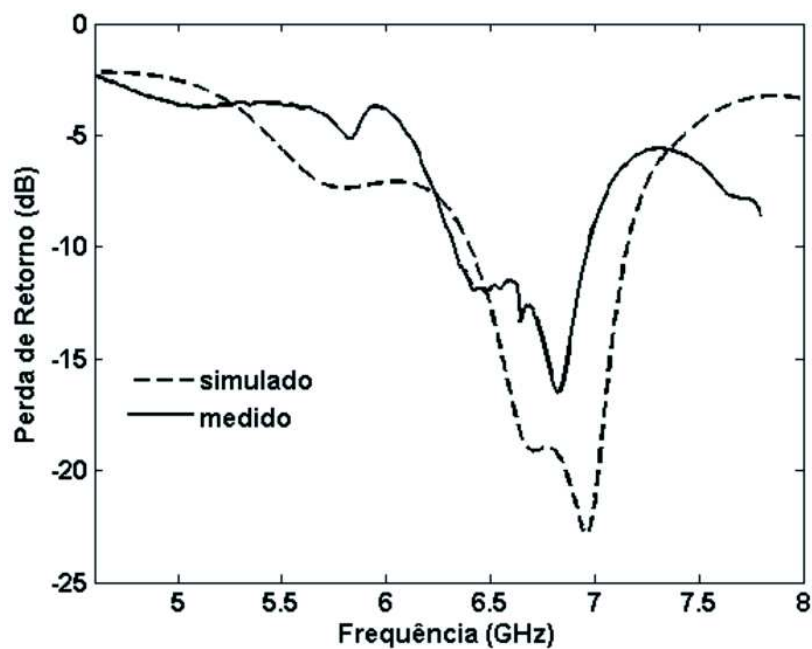


Figura 5.77: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

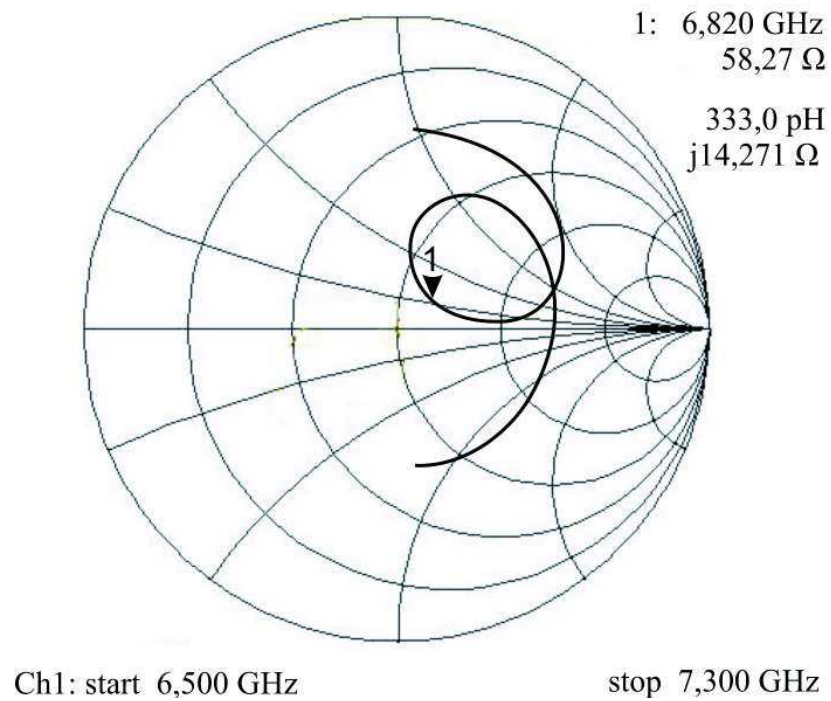


Figura 5.78: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita.

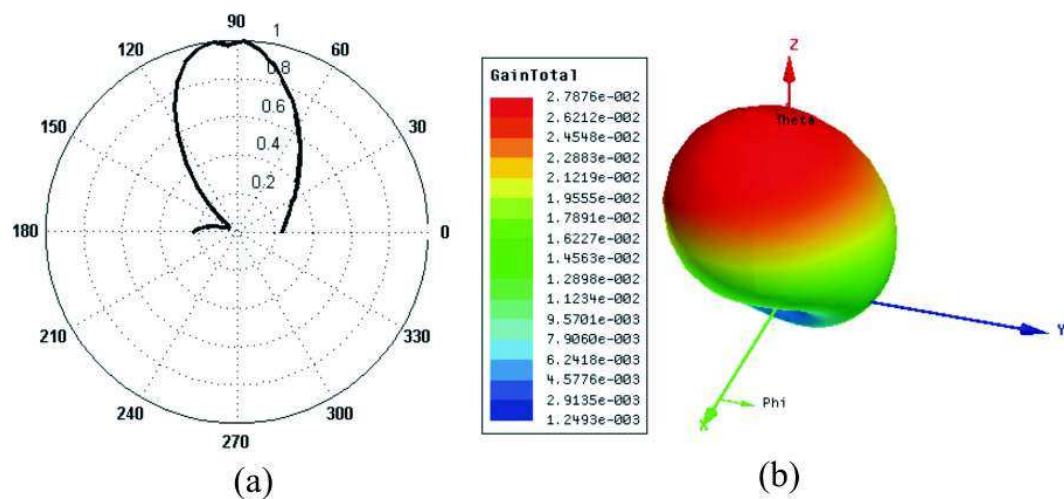


Figura 5.79: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.13: Resultados simulados e medidos para a antena DRA de Titanato de Bário em forma de disco.

Parâmetros	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-25,9 dB	-18,9 dB	-36,7 dB	-15,2 dB	-21,63 dB	-16,3 dB
F_r	5,01 GHz	4,86 GHz	5,34 GHz	5,34 GHz	5,00 GHz	4,90 GHz
BW	70 MHz	200 MHz	300 MHz	50 MHz	60 MHz	120 MHz
$BW(\%)$	1,4%	4,1%	5,6%	1,03%	1,2%	2,45%
$VSWR$	1,10	1,26	1,34	0,95%	1,15	1,35

e sem níveis de lóbulos laterais indesejados.

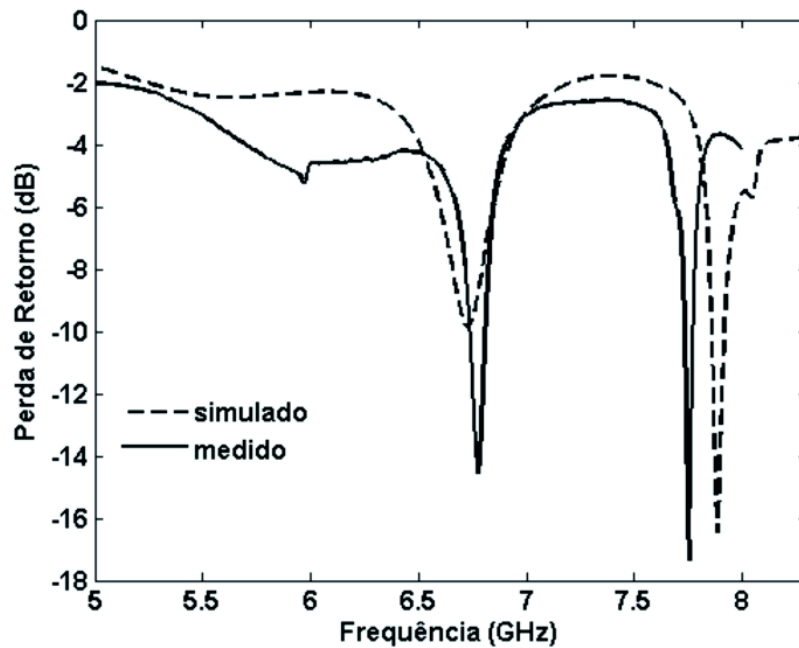


Figura 5.80: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.

A Figura 5.83 ilustra os resultados de uma investigação experimental para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo para diferentes distâncias de *offset*. É possível observar desse resultado um aumento da perda de retorno com um aumento da distância de *offset* e algum deslocamento na frequência de ressonância da antena para determinadas posições analisadas. O melhor resultado observado e que concordou bem com o resultado numérico foi obtido para a distância de *offset*

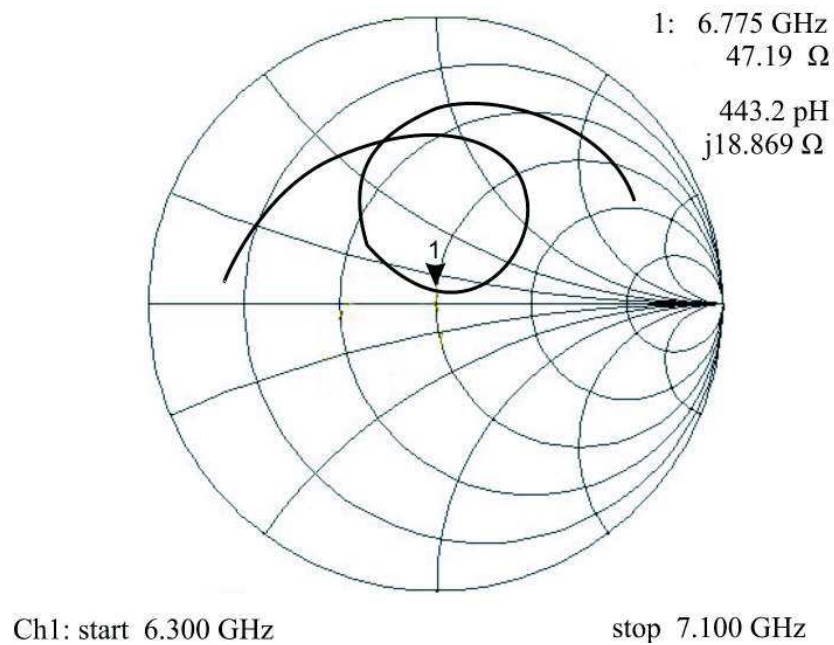


Figura 5.81: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura.

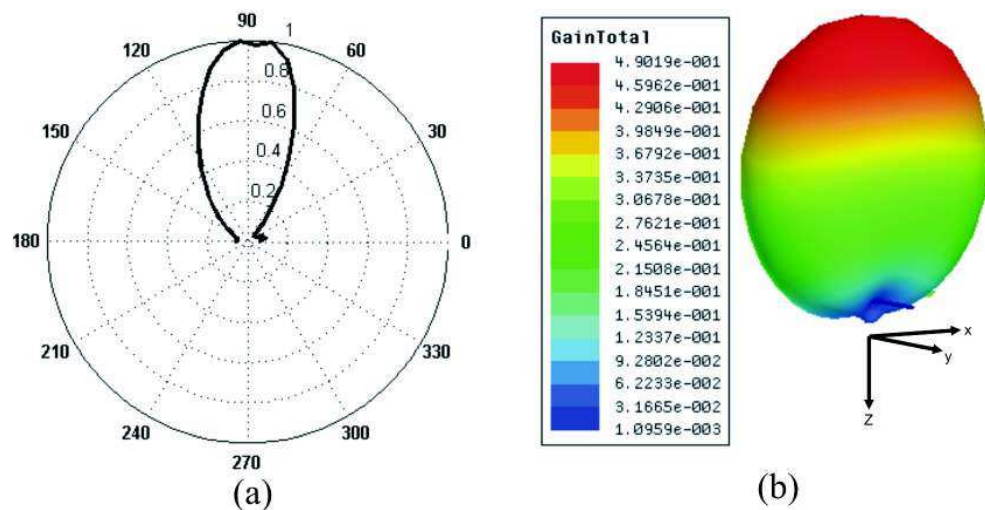


Figura 5.82: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

igual 20,5 mm, conforme ilustra a Figura 5.84. Uma boa concordância na frequência de ressonância entre os resultados numérico e experimental é observado. A Figura 5.85 mostra a impedância de entrada dessa antenna medida na carta de Smith. O resultado indica uma impedância de 61,23 Ω . Um diagrama de radiação direcional é observado para essa estrutura com boas características de radiação, conforme ilustra a Figura 5.86, em que, é possível observar um diagrama bem comportado e com irradiação na direção de máxima concentração de energia (direção *broadside*).

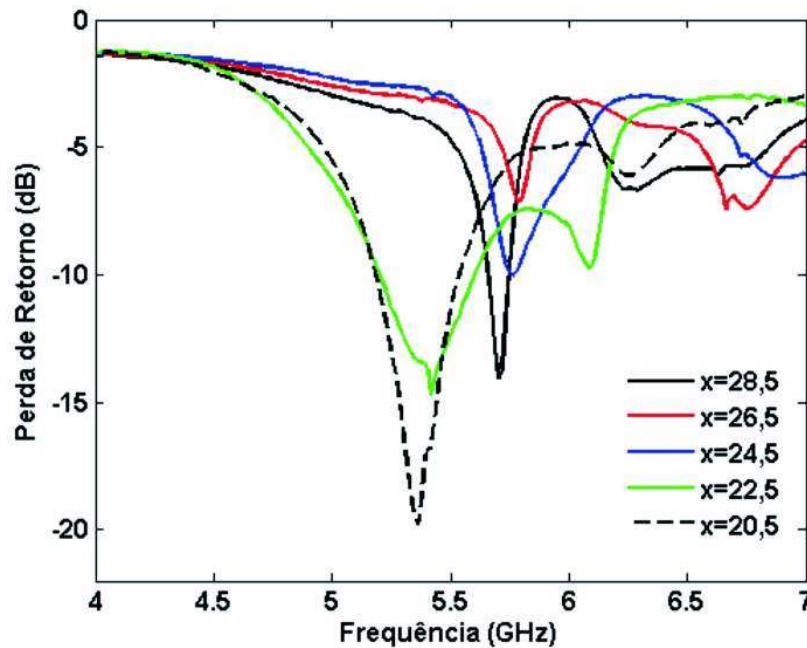


Figura 5.83: Perda de retorno da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.14 mostra os resultados simulados e medidos referente à antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada pelas técnicas analisadas.

5.4.6 Resultado para a Antena DRA cilíndrica de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.87 ilustra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de linha de microfita para diferentes distâncias de *offset*. As dimensões da antena se encontram resumidas na Tabela 5.7. O resultado mostra um comportamento multibanda para essa antena com três ressonâncias, e que a principal influência nessa variação da distância de *offset* é com relação à perda de retorno da antena. Nessa situação, observa-se que, com um aumento da distância de *offset*, ocorreu

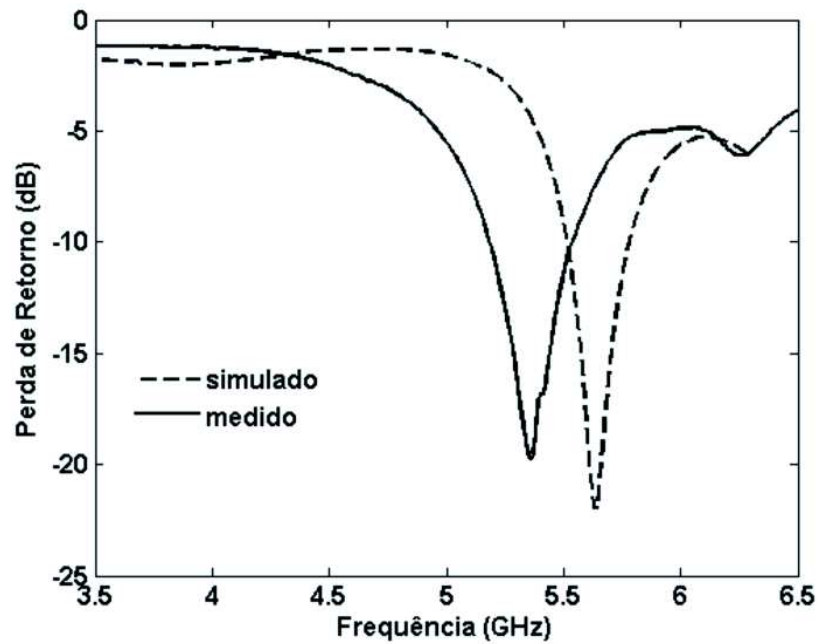


Figura 5.84: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo com $x=20,5$ mm.

um aumento da perda de retorno, o que é indesejável em projeto de antena. O melhor valor obtido foi para a distância de $x=28,5$ mm, em que uma comparação entre resultados numérico e experimental pode ser visualizado na Figura 5.88 com uma boa concordância entre eles. O resultado medido aponta para uma frequência de ressonância de 5,42 GHz, apresentando uma largura de banda de 1,2 GHz, ou seja, essa ampla largura de banda obtida, a torna candidata a aplicações em sistemas UWB operando na banda de 5 GHz. A Figura 5.89 mostra a impedância medida na carta de Smith para a antena DRA de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$. Essa antena apresentou uma impedância de entrada medida de $40,94 \Omega$. A Figura 5.90 mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para a antena em questão, apresentando boas características de radiação, com máxima concentração de energia no campo distante, direção (*broadside*).

A Figura 5.91 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA cilíndrica de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ excitada pela técnica de acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados pode ser visualizada, em que, o resultado medido indica uma ressonância em 5,54 GHz, com perda de retorno de -21 dB e largura de banda de 1,4 GHz, que em termos percentuais é 25,3%, caracterizando essa estrutura como uma antena candidata a aplicações UWB. Suas características de impedância é ilustrada na

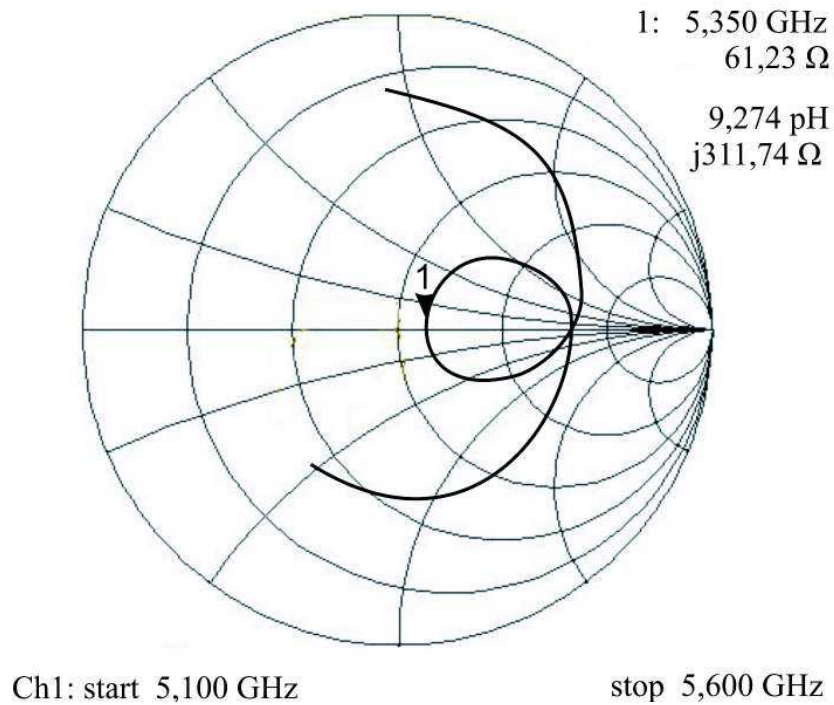


Figura 5.85: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento indutivo.

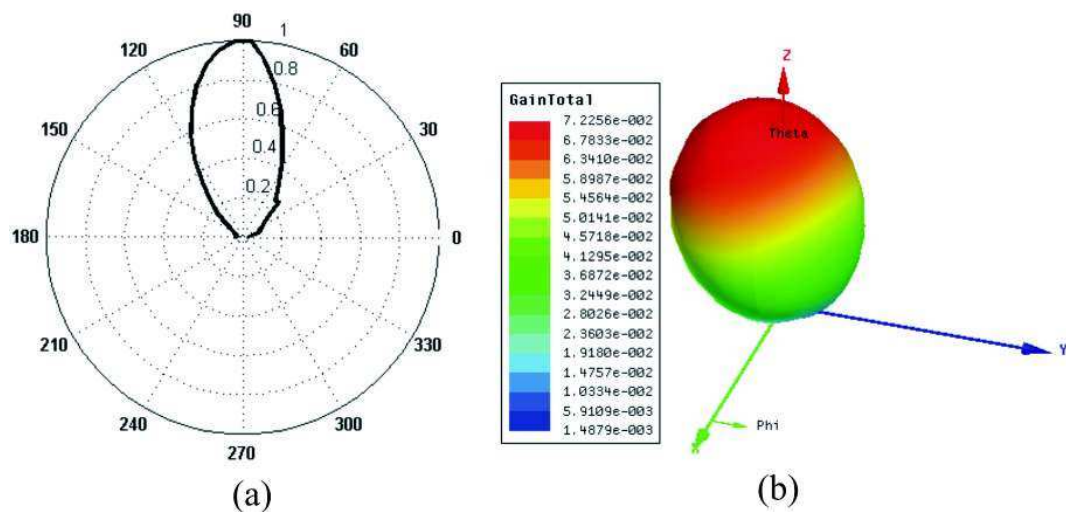


Figura 5.86: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Bário excitada por acoplamento por indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

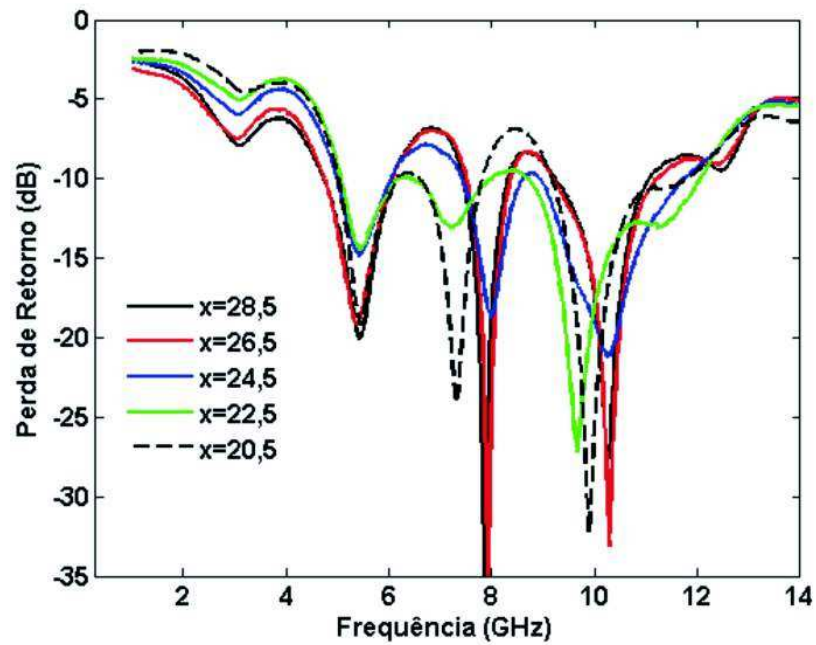


Figura 5.87: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

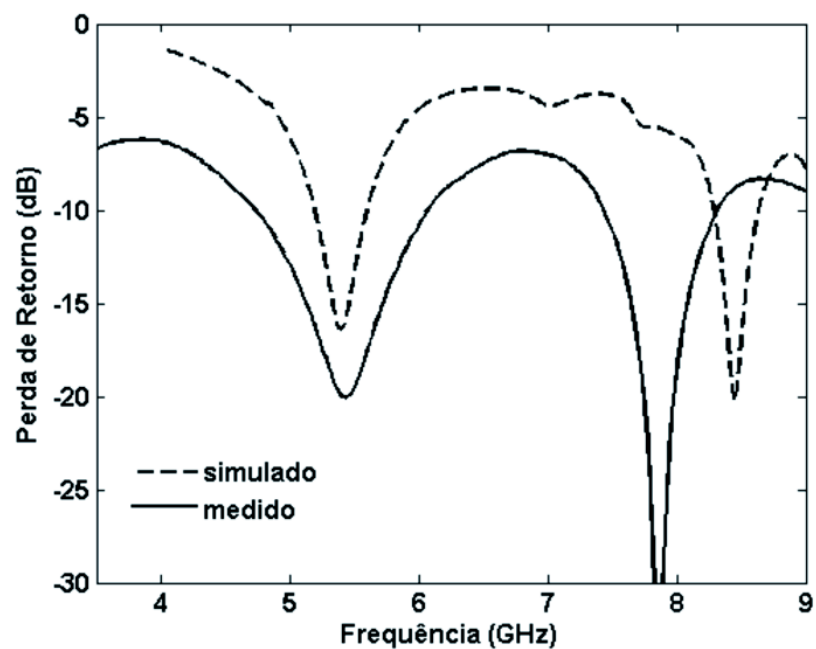


Figura 5.88: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

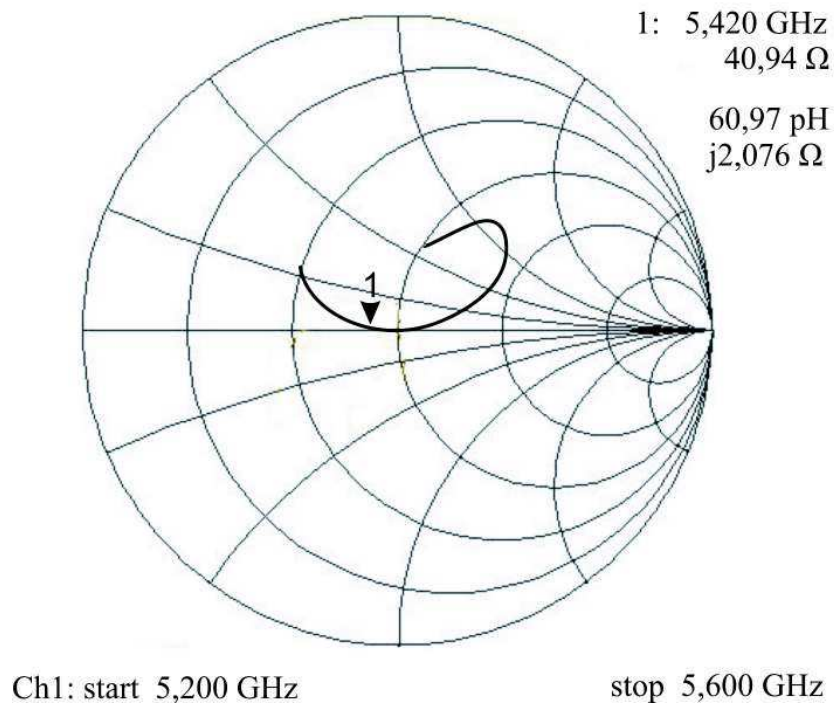


Figura 5.89: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita.

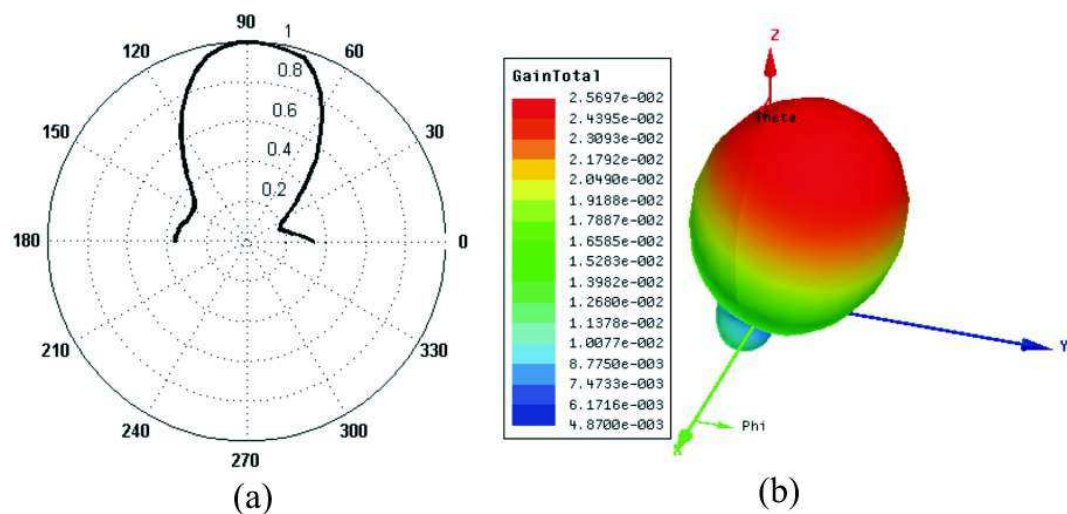


Figura 5.90: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.14: Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Bário.

Parâmetros	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-16,6 dB	-22,8 dB	-14,6 dB	-9,9 dB	-19,8 dB	-22,0 dB
F_r	6,82 GHz	6,95 GHz	6,77 GHz	6,74 GHz	5,35 GHz	5,65 GHz
BW	700 MHz	700 MHz	70 MHz	—	350 MHz	300 MHz
$BW(\%)$	10,3%	10,1%	1,03%	—	6,54%	5,3%
$VSWR$	1,34	1,13	1,43	1,95	1,23	1,17

Figura 5.92, o qual indica um valor de $41,87 \Omega$. O resultado da Figura 5.93 ilustra o diagrama de radiação para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento por abertura, em que se observa boas características de radiação em um diagrama direcional irradiando na direção *broadside*.

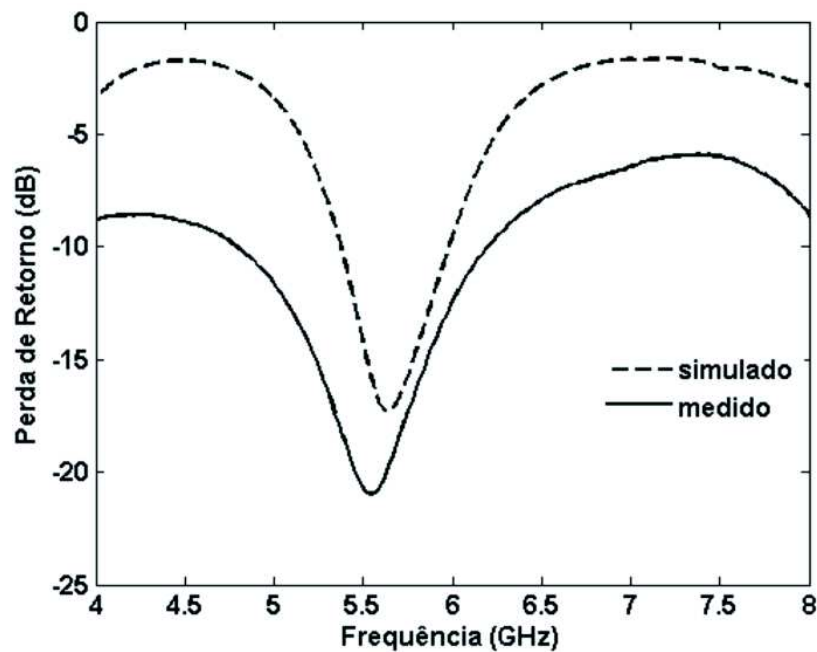


Figura 5.91: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por abertura.

A Figura 5.94 mostra uma comparação entre medição e simulação para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento indutivo. Novamente uma boa concordância entre os resultados é observada, com o resultado medido indicando uma

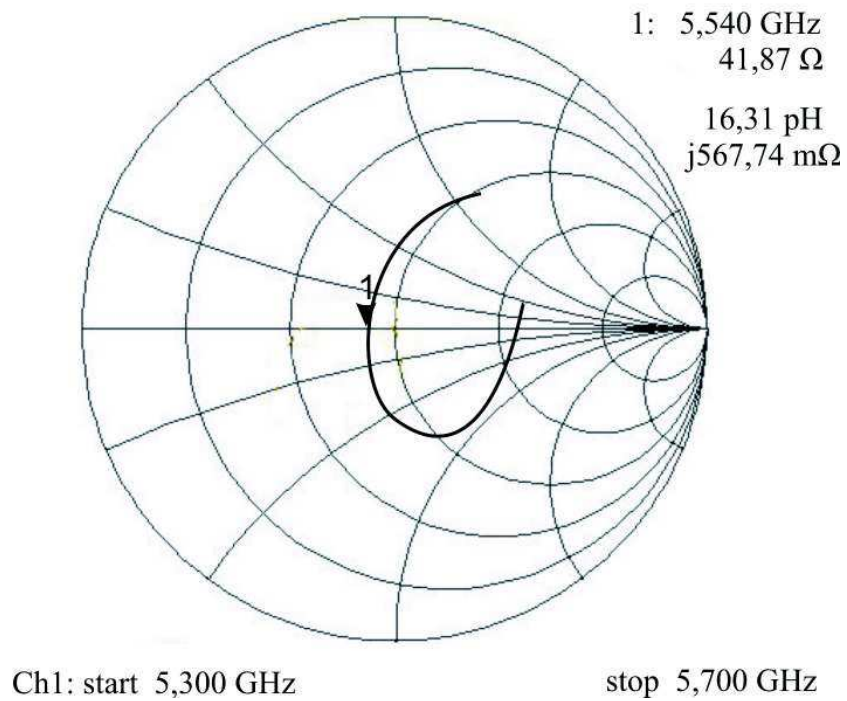


Figura 5.92: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por abertura.

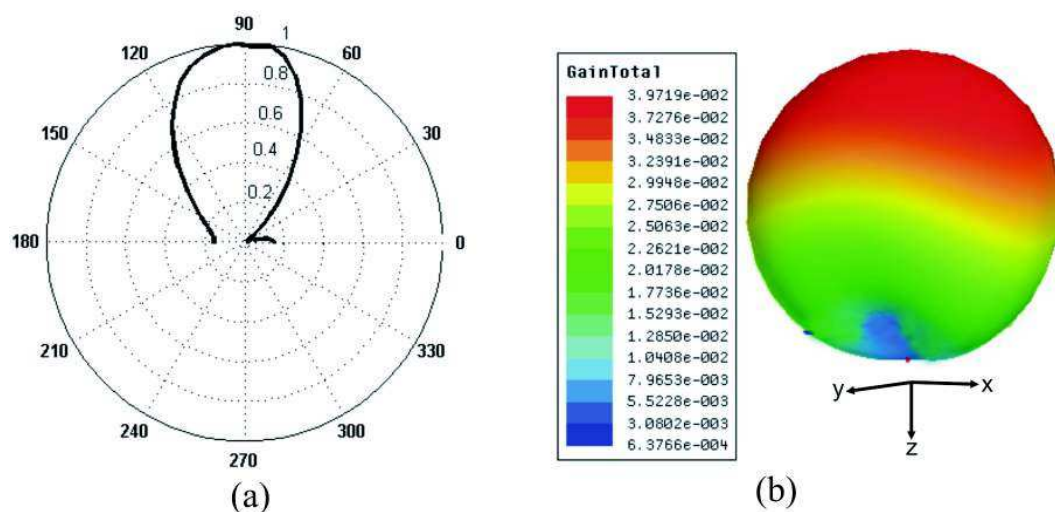


Figura 5.93: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

ressonância em 8,08 GHz com perda de retorno de -33,6 dB e ampla largura de banda em torno de 1,2 GHz (14,9%), o que a torna uma antena com características banda larga. A baixa perda de retorno obtida, indica um bom casamento de impedância para essa antena, conforme observado na medição realizada na carta de Smith (Figura 5.95). Um diagrama de radiação direcional é observado para essa estrutura com boas características de radiação, conforme mostra a Figura 5.96, em que, é possível observar um diagrama bem comportado e com irradiação na direção *broadside*.

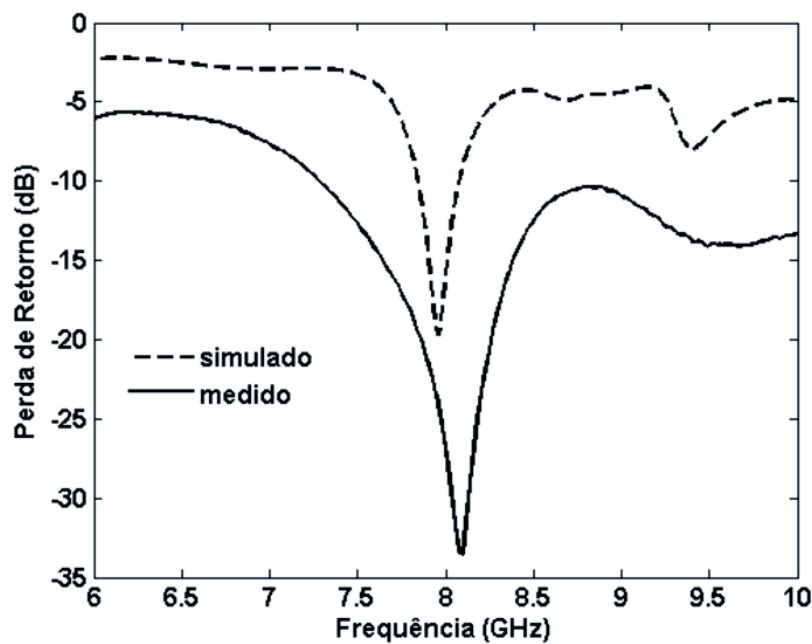


Figura 5.94: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento indutivo.

A Tabela 5.15 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada pelas técnicas analisadas.

5.4.7 Resultado para a Antena DRA em forma de disco de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.97 ilustra os resultados medidos para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada pela técnica de linha de microfita para diferentes distâncias de *offset*. As dimensões da antena se encontram resumidas na Tabela 5.7. O resultado mostra que com um aumento da distância de *offset*, ocorre um descasamento de impedância da estrutura analisada, o que é comprovado pela distância de $x=22,5$ mm, em que a perda de retorno dessa antena para essa distância de *offset* apresentou-se maior que -10 dB. Por sua

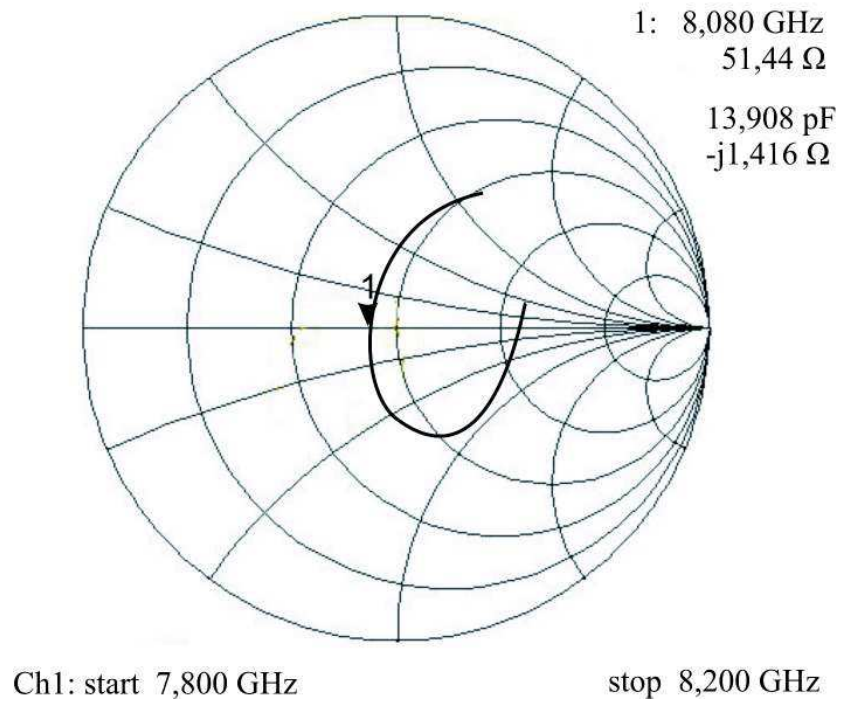


Figura 5.95: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento indutivo.

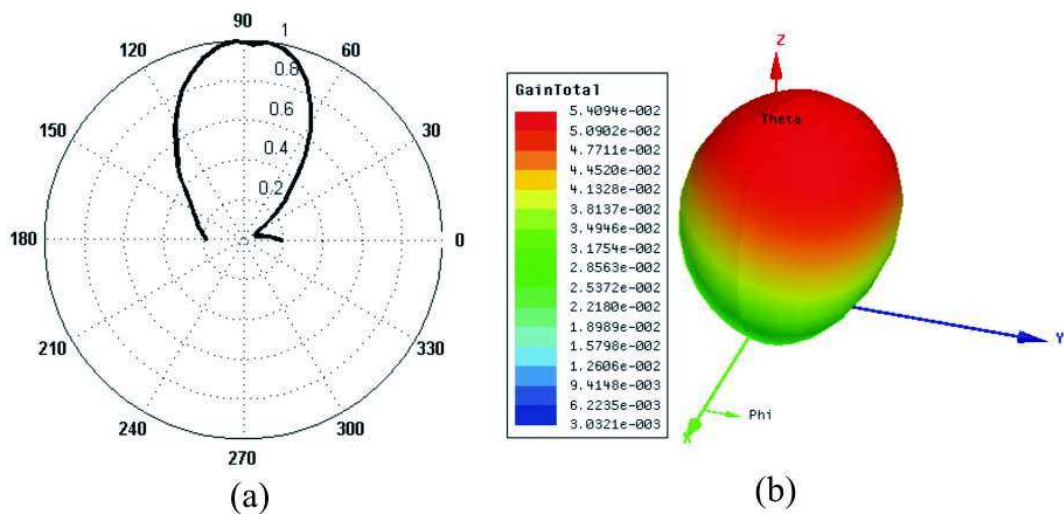


Figura 5.96: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio excitada por acoplamento por indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.15: Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Cálcio.

	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-20,1 dB	-16,4 dB	-21,0 dB	-17,31 dB	-33,6 dB	-19,7 dB
F_r	5,42 GHz	5,40 GHz	5,54 GHz	5,63 GHz	8,08 GHz	7,97 GHz
BW	1,2 GHz	400 MHz	1,4 GHz	700 MHz	1,2 GHz	250 MHz
$BW(\%)$	22,2%	7,4%	25,3%	12,4%	14,9%	3,14%
$VSWR$	1,22	1,36	1,20	1,32	1,04	1,23

vez, a Figura 5.98 mostra uma comparação entre a simulação e medição para essa antena, e uma boa concordância entre os resultados é observada. Neste caso, o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 5,75 GHz, apresentando uma largura de banda de 200 MHz, ou seja, 3,5%, caracterizando-se como uma antena banda larga. A Figura 5.99 mostra a impedância medida na carta de Smith para a antena DRA de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ em forma de disco, em que o valor de impedância medida foi de 37,16 Ω . A Figura 5.100 ilustra o diagrama de radiação 2D e 3D para essa antena. Boas características de radiação é observada, o diagrama de radiação se apresenta direcional, a priori, sem nenhuma degradação em seu formato.

A Figura 5.101 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA em forma de disco de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ excitada pela técnica de acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados pode ser visualizada, em que, o resultado medido aponta para uma frequência de ressonância de 8,21 GHz, com perda de retorno de 38,4 dB e largura de banda de 500 MHz, que em termos percentuais é 6,1%, caracterizando essa estrutura como uma antena banda larga. Sua impedância de entrada é mostrada na Figura 5.102, o qual indica um valor de 50,38 Ω , caracterizando assim um bom casamento de impedância, próximo aos 50 Ω desejado (caso ótimo). O resultado da Figura 5.103 mostra o diagrama de radiação para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Cálcio, excitada pela técnica de acoplamento por abertura, em que se observa boas características de radiação, com um diagrama bem comportado e mostrando-se direcional.

A Figura 5.104 mostra uma comparação entre medição e simulação para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo. O resultado medido aponta para uma frequência de 8,03 GHz e com perda de retorno de -17,7 dB. Por sua vez, o resultado simulado, concordou bem com o resultado

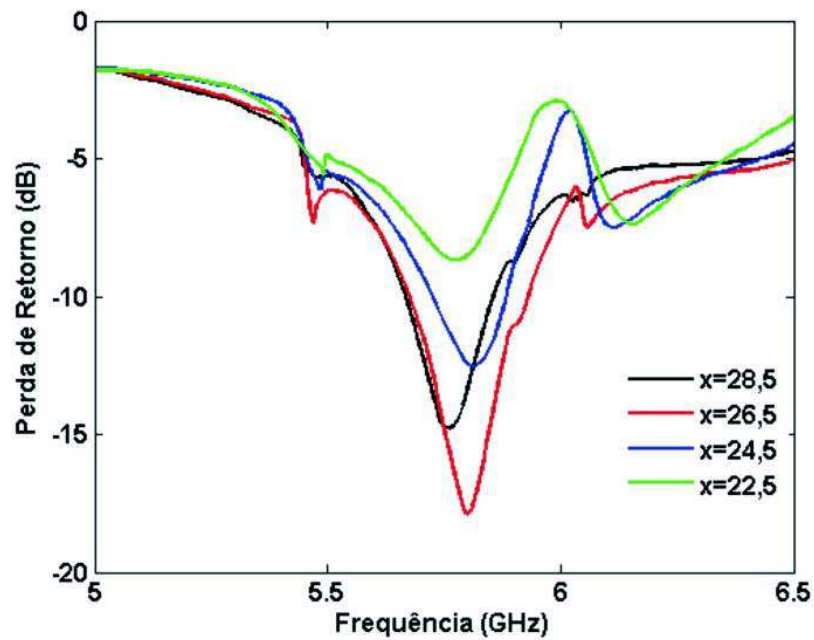


Figura 5.97: Perda de retorno medida da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

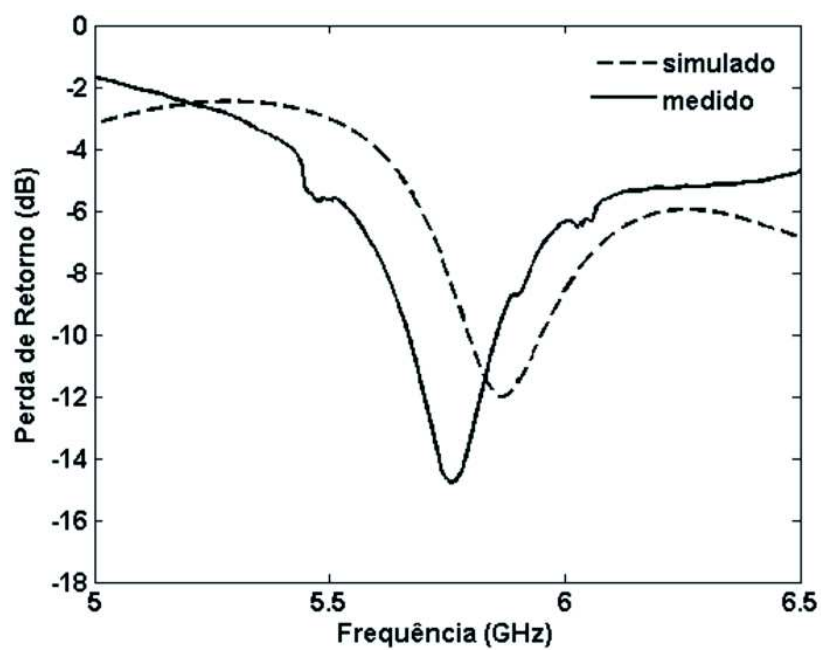


Figura 5.98: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

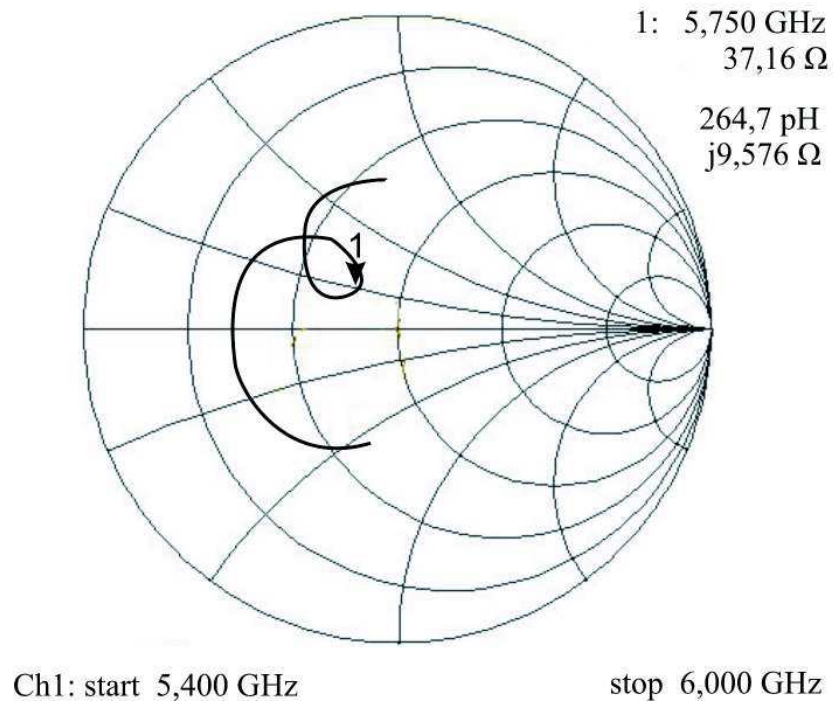


Figura 5.99: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita.

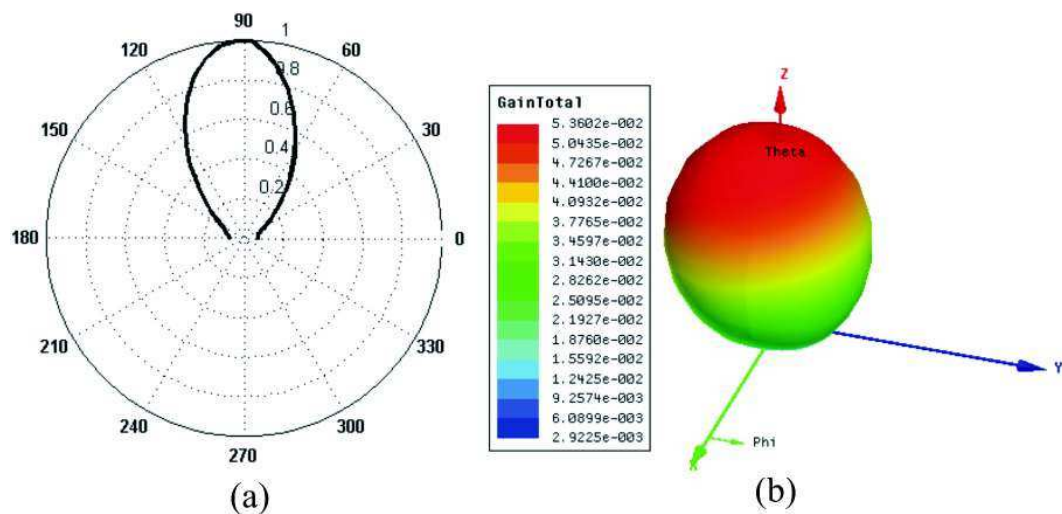


Figura 5.100: Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

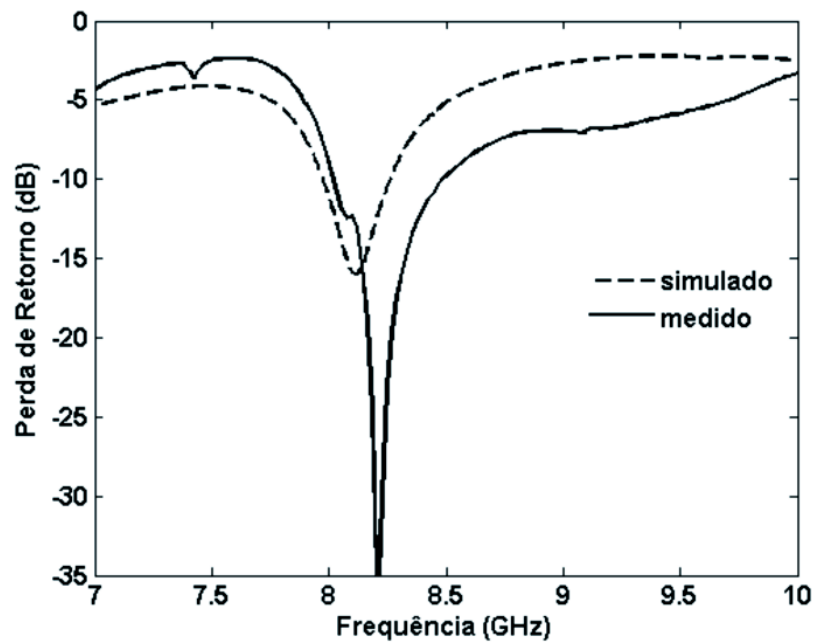


Figura 5.101: Perda de retorno para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.

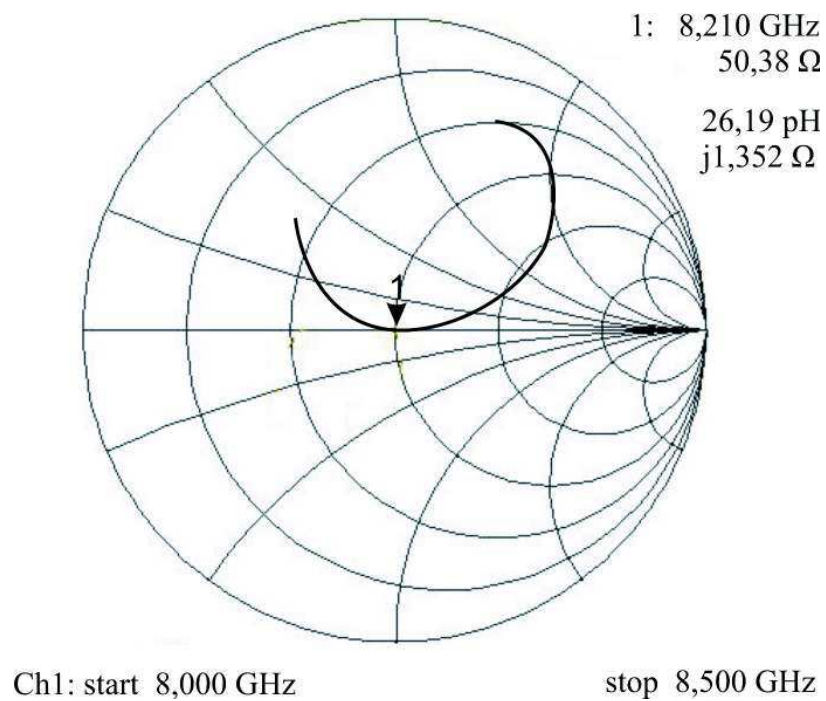


Figura 5.102: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento por abertura.

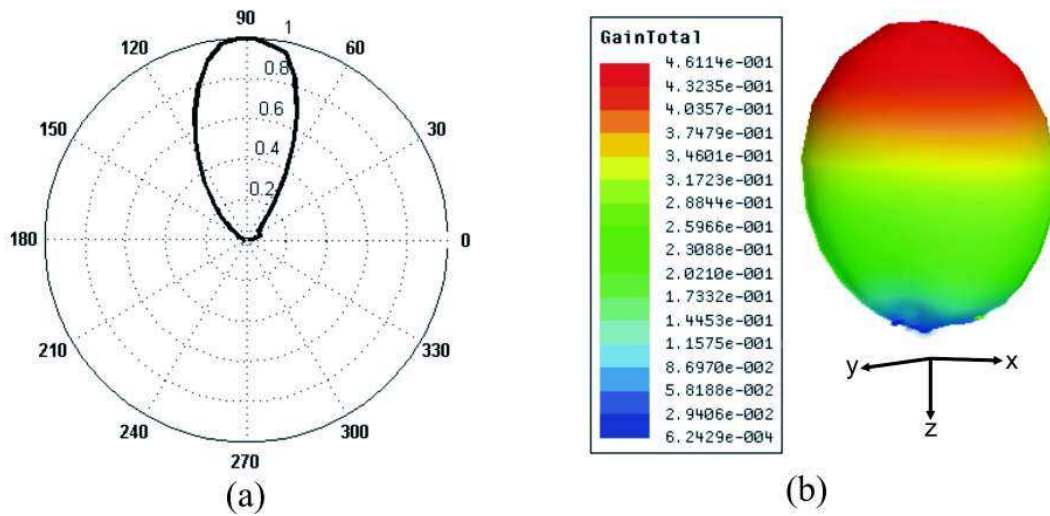


Figura 5.103: Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

medido, em que o resultado simulado indica uma frequência de 8,14 GHz, apresentando uma perda de retorno de -20,6 dB. A impedância de entrada para essa estrutura pode ser visualizada na medição realizada na carta de Smith, conforme ilustra a Figura 5.105. Em que, se obteve o valor de $53,91 \Omega$. O diagrama de radiação (Figura 5.106) para essa antena mostrou-se direcional, porém com alguma distorção, ou seja, é possível observar alguma tendência a lóbulos laterais nesse diagrama.

A Tabela 5.16 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA Titanato de Cálcio em forma de disco excitada pelas técnicas analisadas.

Tabela 5.16: Resultados simulados e medidos para a antena DRA Titanato de Cálcio em forma de disco.

Parâmetros	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-14,8 dB	-12,0 dB	-38,4 dB	-16,0 dB	-17,7 dB	-20,6 dB
F_r	5,75 GHz	5,86 GHz	8,21 GHz	8,12 GHz	8,03 GHz	8,14 GHz
BW	200 MHz	150 MHz	500 MHz	250 MHz	500 MHz	100 MHz
$BW(\%)$	3,5%	2,6%	6,1%	3,1%	6,2%	1,3%
$VSWR$	1,45	1,52	1,20	1,35	1,27	1,21

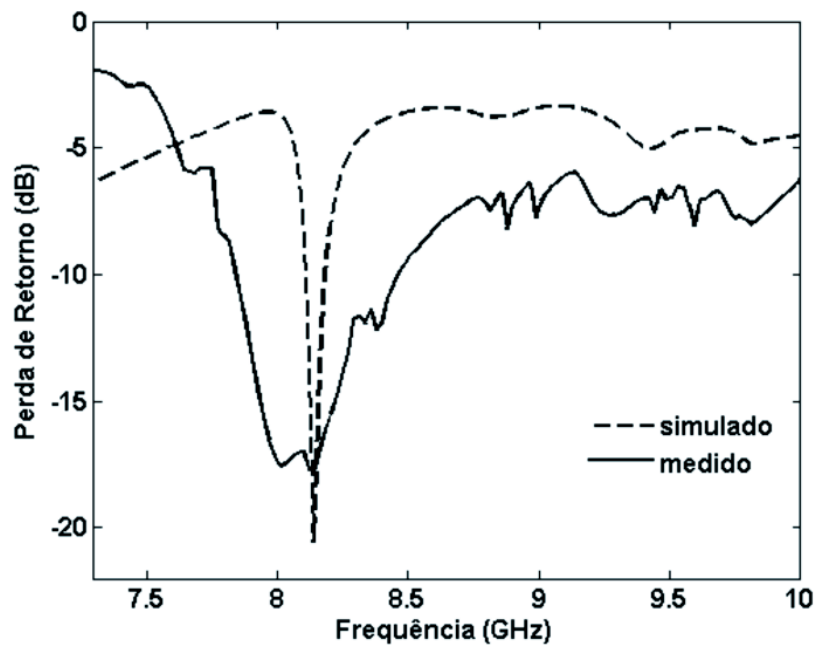


Figura 5.104: Perda de retorno medida e simulada para a antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.

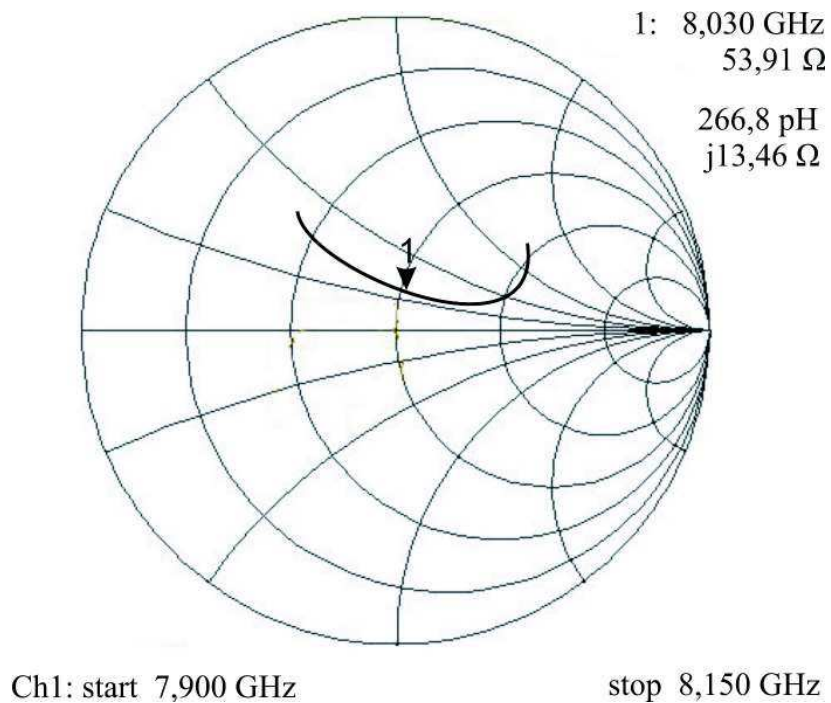


Figura 5.105: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento indutivo.

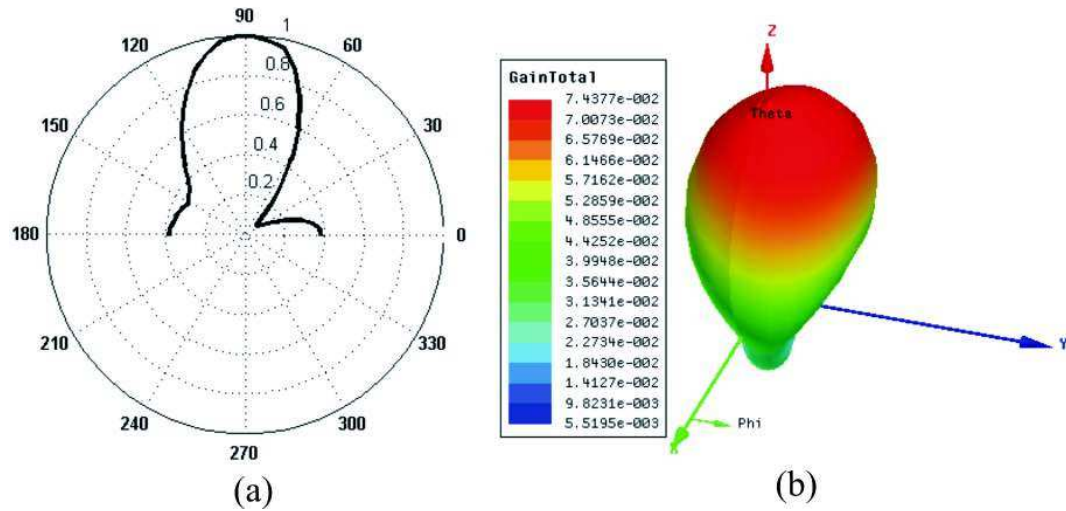


Figura 5.106: Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Cálcio em forma de disco excitada por acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

5.4.8 Resultado para a Antena DRA retangular de $Ca_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.107 mostra os resultados medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de linha de microfita [65] para diferentes distâncias de *offset* (x). As dimensões da antena se encontram resumidas na Tabela 5.7. Pelo resultado é possível observar que para as duas primeiras distâncias de *offset* não ocorreram mudanças significativas no parâmetro perda de retorno da antena, por sua vez, para valores de x iguais a 22,5 mm e 20,5 mm, respectivamente, ocorreu um deslocamento na frequência de ressonância dessa antena, com significativa diminuição na perda de retorno da antena nessa frequência. Uma comparação entre simulação e medição para essa estrutura pode ser visualizada na Figura 5.108, em que uma boa concordância entre os resultados é observado, sendo o resultado medido indicando uma frequência de ressonância de 6,57 GHz, com largura de banda de 500 MHz ou 7,6%, caracterizando-se como uma antena banda larga.

A Figura 5.109 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith para essa estrutura, em que o valor de impedância medida foi de $63,19 \Omega$. A Figura 5.110 mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para essa antena. Observa-se boa característica de radiação, porém com um diagrama um pouco mais aberto em relação a outras estruturas já apresentadas aqui, o que nos instiga a imaginar essa antena com um ganho menor quando comparada a outras antenas anteriormente apresentadas.

A Figura 5.111 mostra os resultados medidos para a antena DRA retangular de Ti-

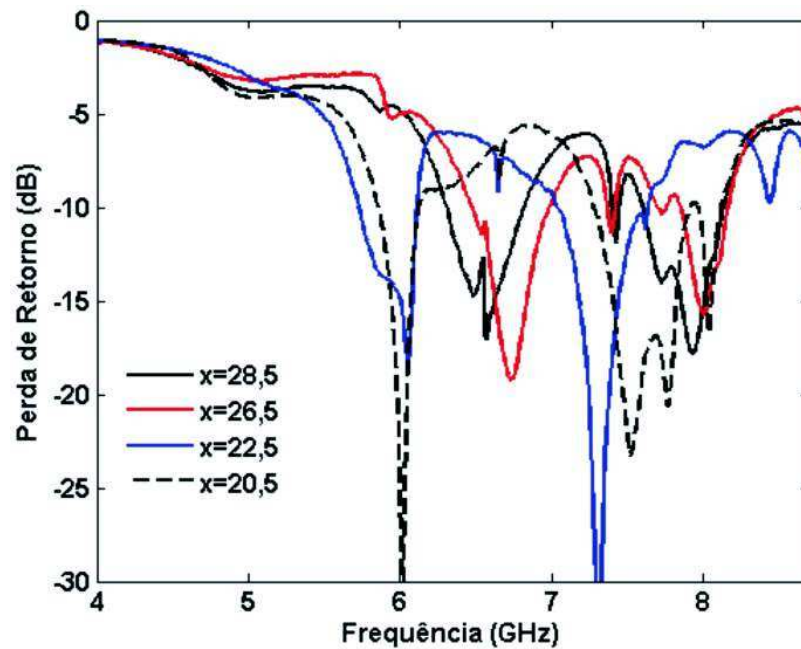


Figura 5.107: Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

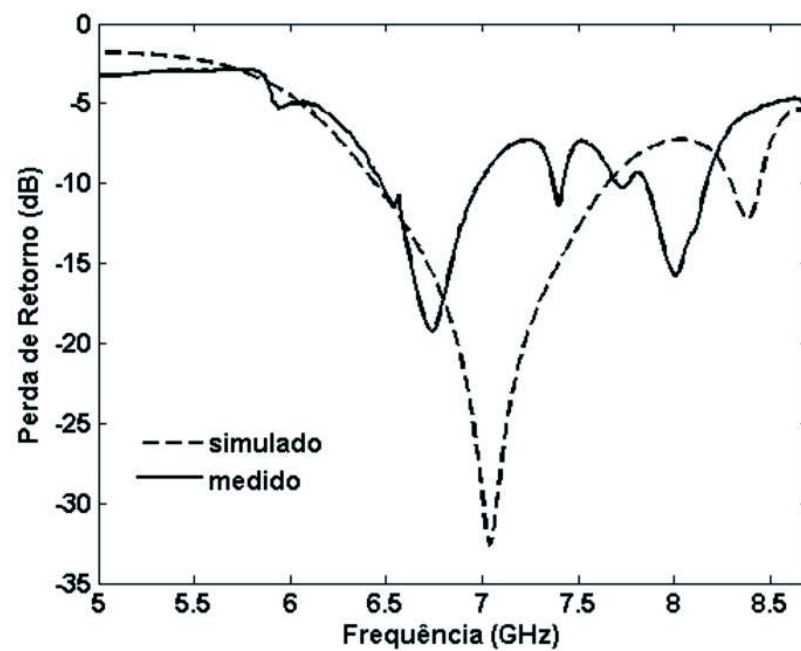


Figura 5.108: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita com $x=26,5$ mm.

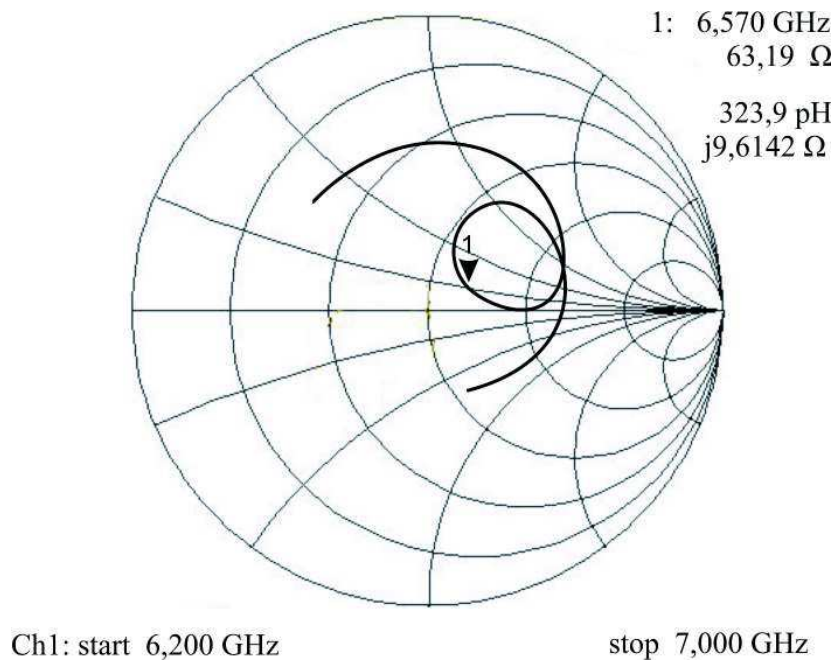


Figura 5.109: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita.

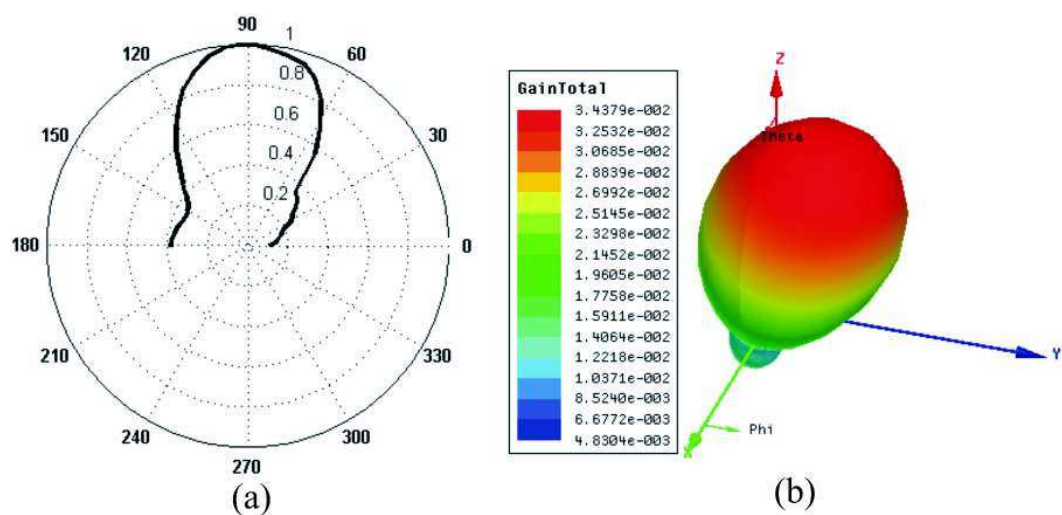


Figura 5.110: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

tanato de Cálcio para várias distâncias de *offset*, excitada pela técnica de acoplamento indutivo. Pelo resultado é possível observar um comportamento multibanda para essa antena, em que a principal influência no aumento da distância de *offset* é com relação à perda de retorno da estrutura. Para o valor de $x=28,5$ mm, a antena obteve a menor perda de retorno e consequentemente um melhor casamento de impedância. A Figura 5.112 ilustra uma comparação entre medição e simulação para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo. O resultado medido indica uma frequência de ressonância de 5,76 GHz com perda de retorno de -25,0 dB. A impedância de entrada para essa estrutura pode ser visualizada na medição realizada na carta de Smith, conforme ilustra a Figura 5.113, em que, se obteve o valor de $50,96 \Omega$, ou seja, bem próximo aos 50Ω desejados. Os diagramas de radiação da antena são mostrados na Figura 5.114, em que é possível observar uma boa característica de radiação, mostrando-se o diagrama direcional com irradiação na direção *broadside*, sem nenhuma tendência a lóbulos laterais indesejados.

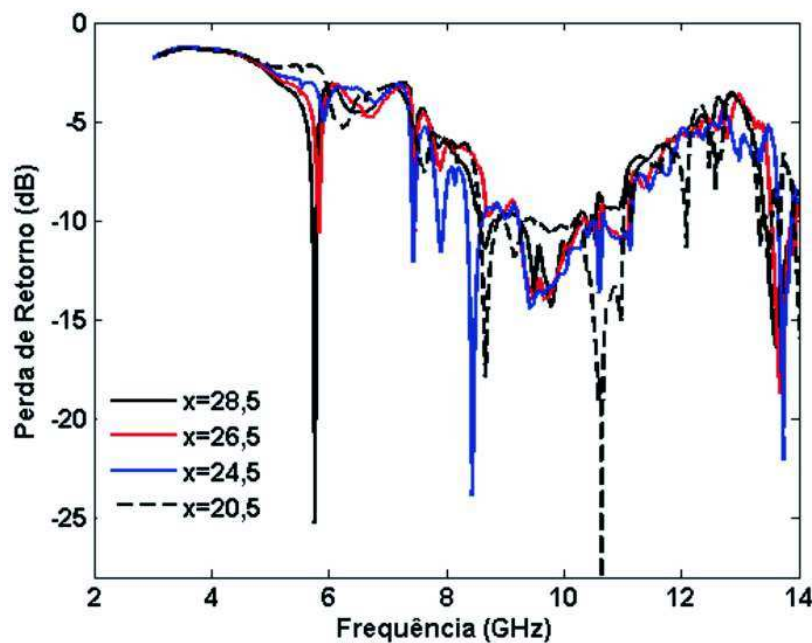


Figura 5.111: Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.17 resume todos os resultados simulados e medidos referente à antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pelas técnicas analisadas.

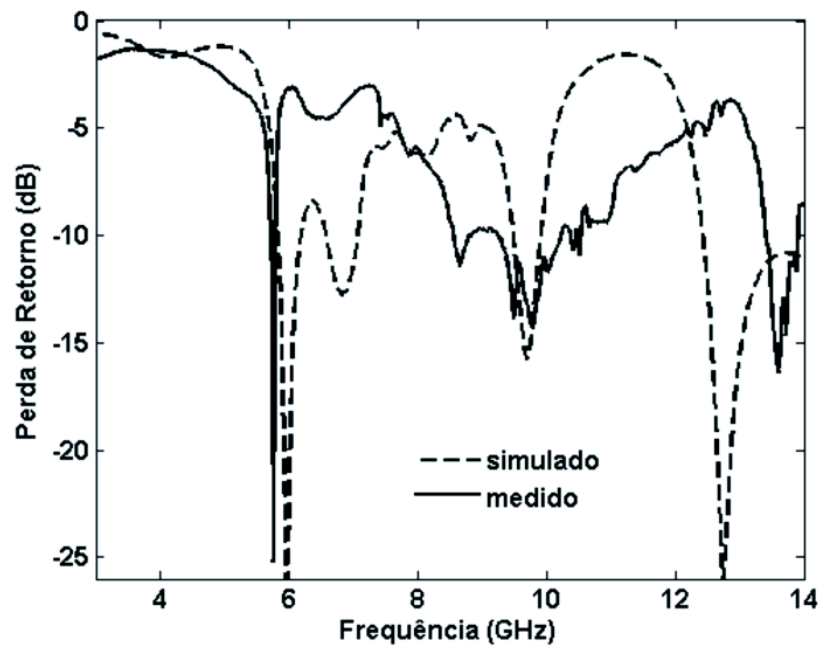


Figura 5.112: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo.

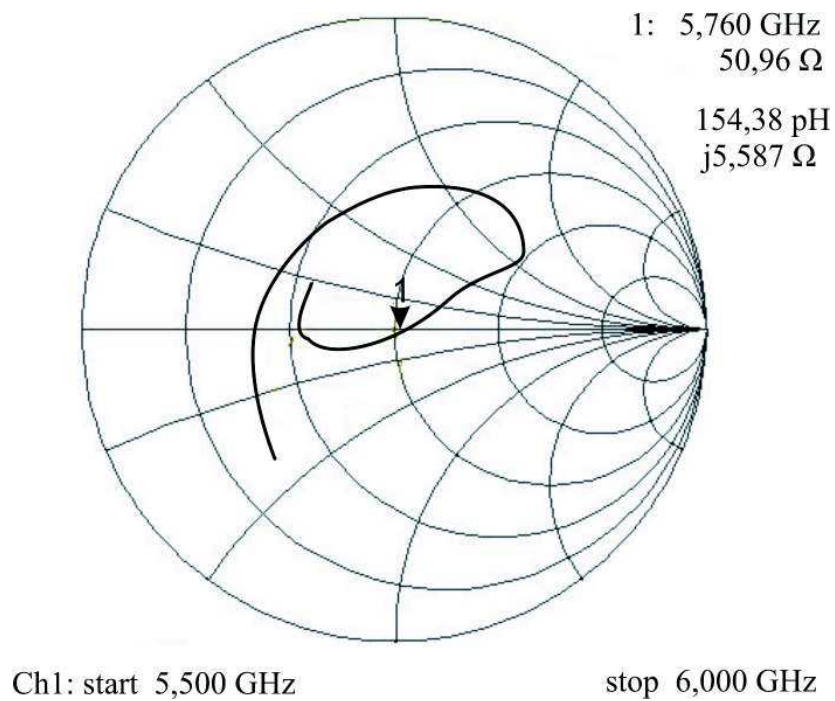


Figura 5.113: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo.

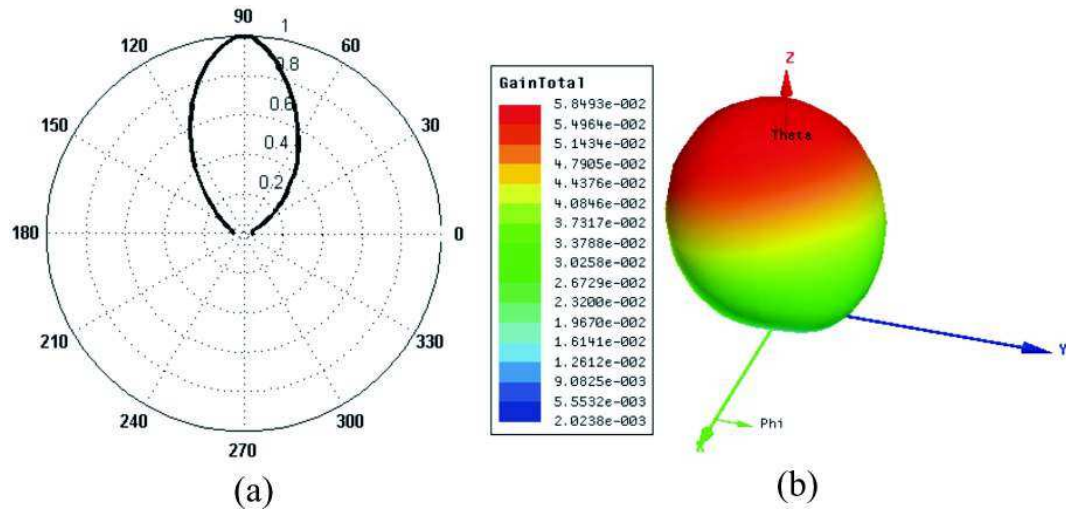


Figura 5.114: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Cálcio excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.17: Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Cálcio.

Parâmetros	Excitação			
	Linha de microfita		Acoplamento indutivo	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-19,3 dB	-32,6 dB	-25,0 dB	-36,2 dB
F_r	6,57 GHz	7,03 GHz	5,76 GHz	5,95 GHz
BW	500 MHz	1,0 GHz	100 MHz	350 MHz
$BW(\%)$	7,6%	14,2%	1,74%	5,9%
$VSWR$	1,24	1,05	1,10	1,05

5.4.9 Resultado para a Antena DRA cilíndrica de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.115 mostra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de linha de microfita para diferentes distâncias de *offset*. As dimensões da antena se encontram resumidas na Tabela 5.8. É possível observar que uma variação na distância de *offset* para essa antena, ocasionou uma mudança nas características de impedância, em que se observa que o melhor resultado foi para o primeiro valor de x , ou seja, $x=28,5$ mm, em que, se obteve a menor perda de retorno. Uma comparação entre simulação e medição para essa estrutura pode ser visualizada na Figura 5.116, em que uma boa concordância na frequência de ressonância para essa estrutura é observada, sendo o resultado medido indicando uma frequência de ressonância

de 4,25 GHz, com largura de banda de 100 MHz (2,4%), caracterizando-se como uma antenna banda larga. O erro estimado entre os resultados numérico e experimental é de 7%. A Figura 5.117 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith para a antenna em questão, em que se obteve o valor medido de $48,08 \Omega$, caracterizando assim um bom casamento de impedância, próximo aos 50Ω desejado (caso ótimo). A Figura 5.118 mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para essa antenna, em que é possível observar um diagrama um pouco aberto em relação a outras antenas DRA cilíndricas já apresentadas, ou seja, por apresentar um diagrama menos direcional, essa antenna apresenta um ganho inferior as demais antenas DRA cilíndricas apresentadas.

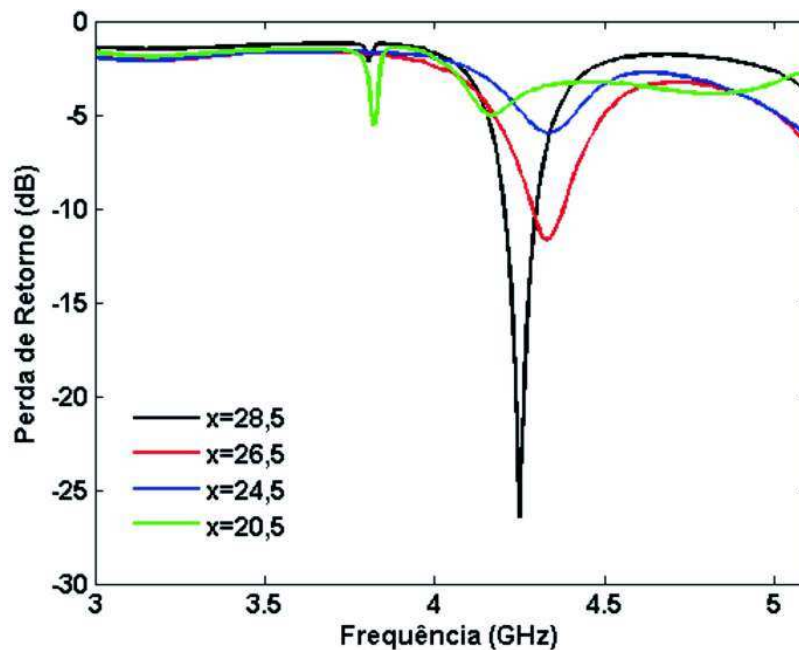


Figura 5.115: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

A Figura 5.119 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA cilíndrica de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$ excitada pela técnica de acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados é visualizada, em que, o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 4,55 GHz, com perda de retorno de -29,8 dB e largura de banda de 250 MHz, que em termos percentuais é 5,5%, caracterizando esse dispositivo como uma antenna banda larga. A impedância de entrada para essa estrutura medida na carta de Smith é mostrada na Figura 5.120, o qual indica um valor de $45,80 \Omega$. O resultado da Figura 5.121 mostra os diagramas de radiação para a antena DRA

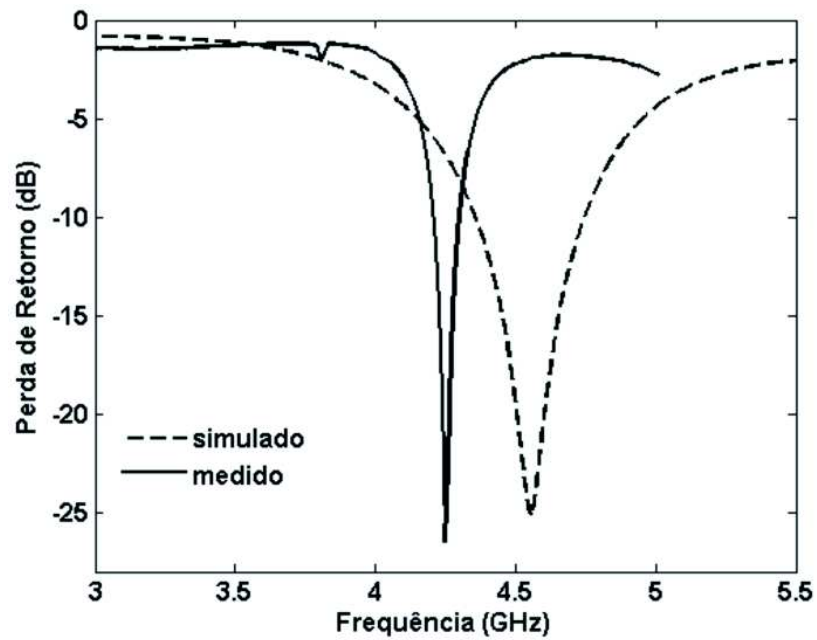


Figura 5.116: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfitas com $x=28,5$ mm.

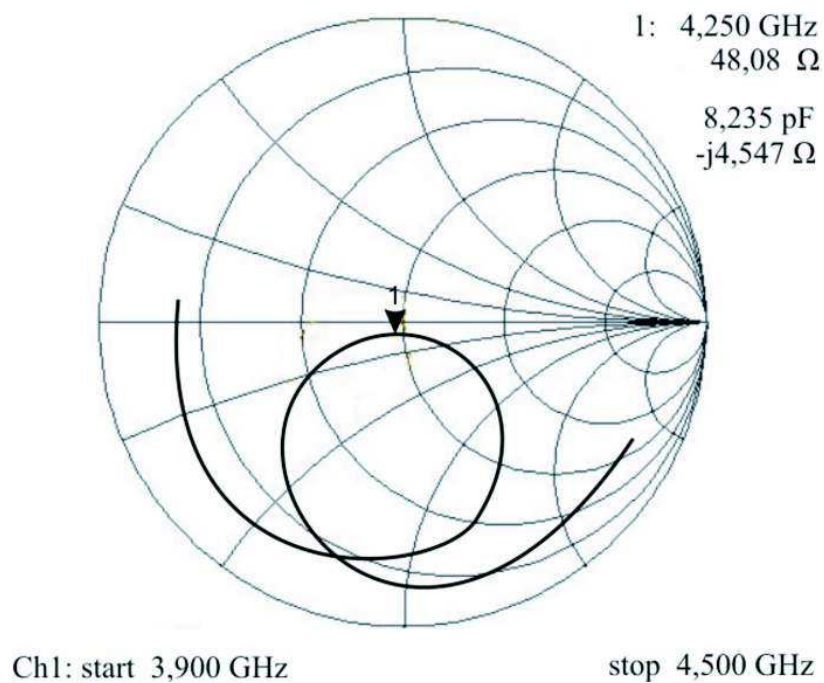


Figura 5.117: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfitas.

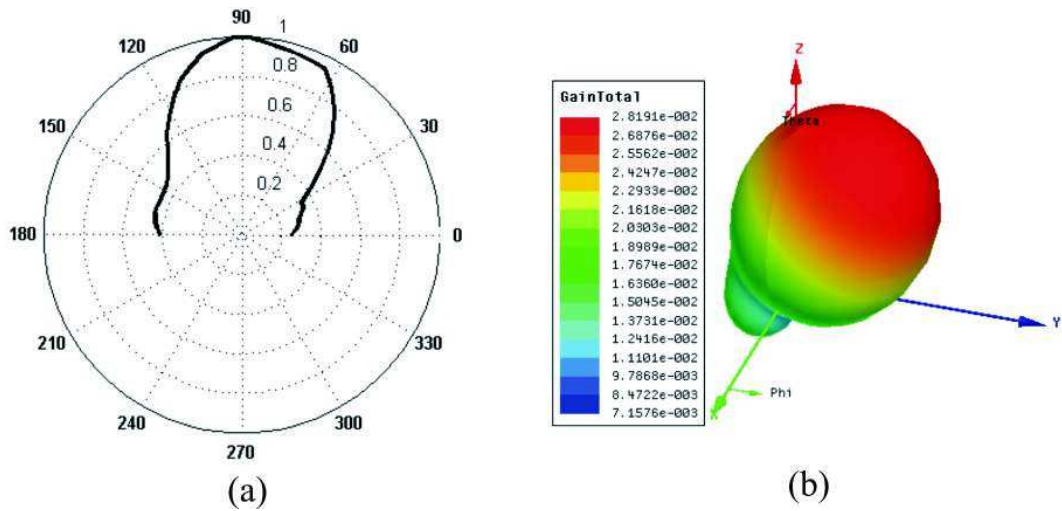


Figura 5.118: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento por abertura, em que se observa boas características de radiação, com máxima concentração de energia na direção *broadside*.

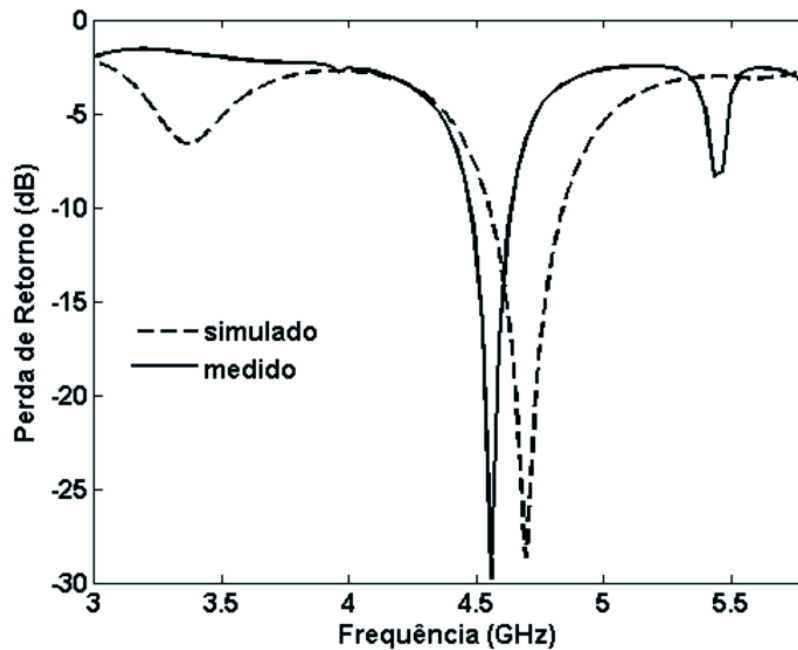


Figura 5.119: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.

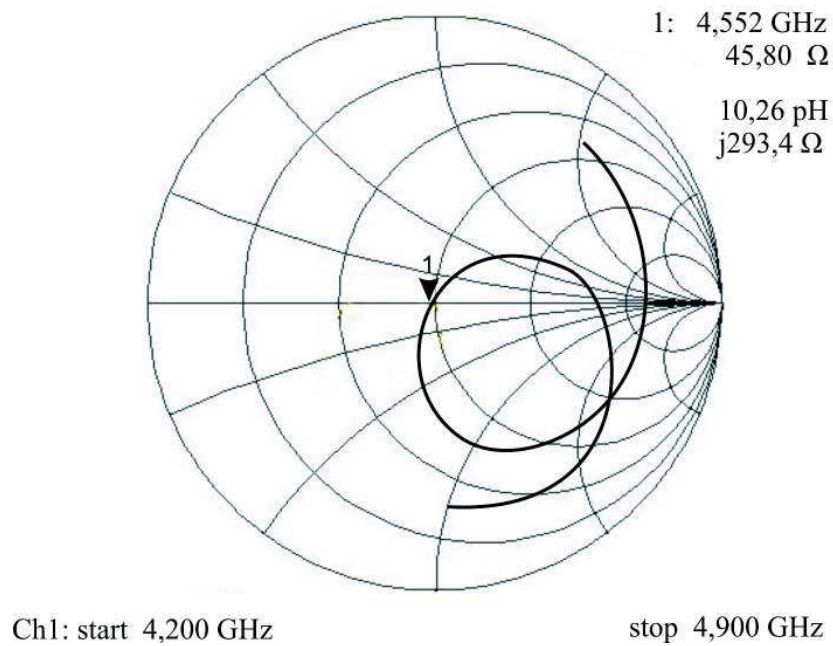


Figura 5.120: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.

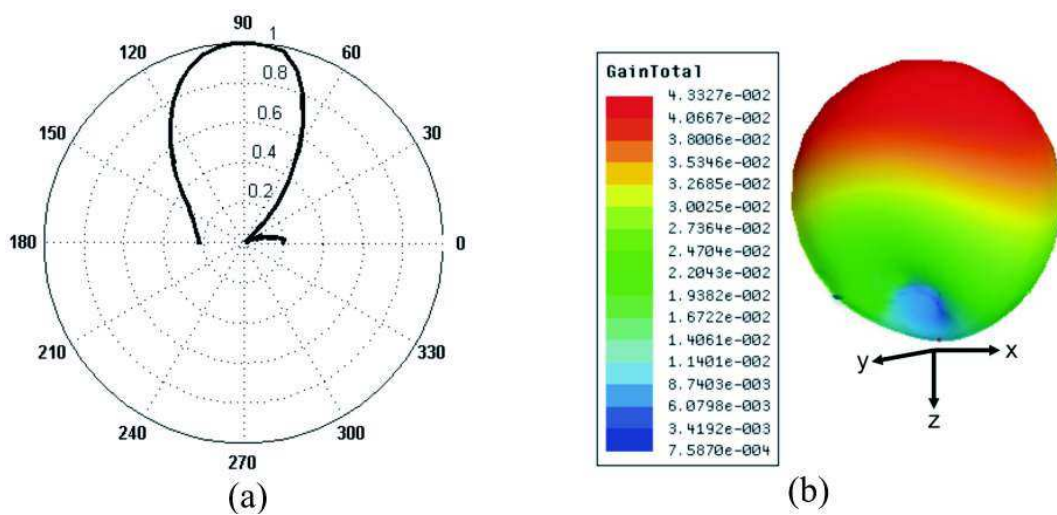


Figura 5.121: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

A Figura 5.122 mostra os resultados medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*. Observa-se uma boa concordância para os diferentes resultados experimentais para

várias distâncias de *offset*. A antena apresentou a menor perda de retorno para a distância de $x = 28,5$ mm, onde é possível observar que ao aumentarmos essa distância (x) constatamos um aumento na perda de retorno e consequentemente um descasamento de impedância entre a linha e o ressonador dielétrico. Um resultado comparativo entre medição e simulação desse dispositivo é visualizado na Figura 5.123. O resultado medido indica uma frequência de ressonância de 5,11 GHz com perda de retorno de -28,6 dB. O erro estimado entre os resultados é de 7,6%. A impedância de entrada para esse ressonador é visualizada na medição realizada na carta de Smith, mostrada na Figura 5.124, em que, se obteve o valor de impedância de $47,69 \Omega$. Os diagramas de radiação dessa antena é mostrado na Figura 5.125, em que é possível observa uma boa característica de radiação, com um diagrama direcional irradiando na direção *broadside*, sem nenhuma, a priori, degradação em seu formato.

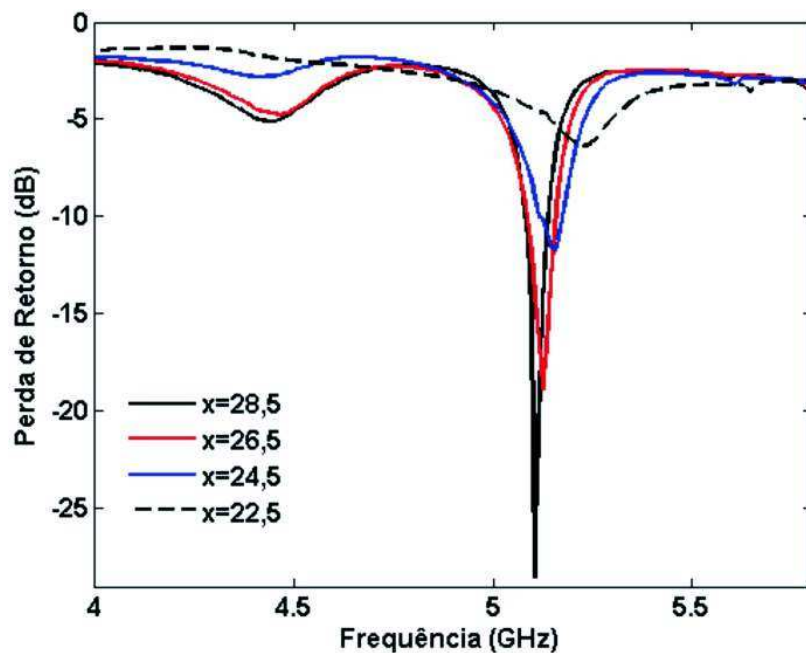


Figura 5.122: Perda de retorno medida da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.18 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pelas técnicas analisadas.

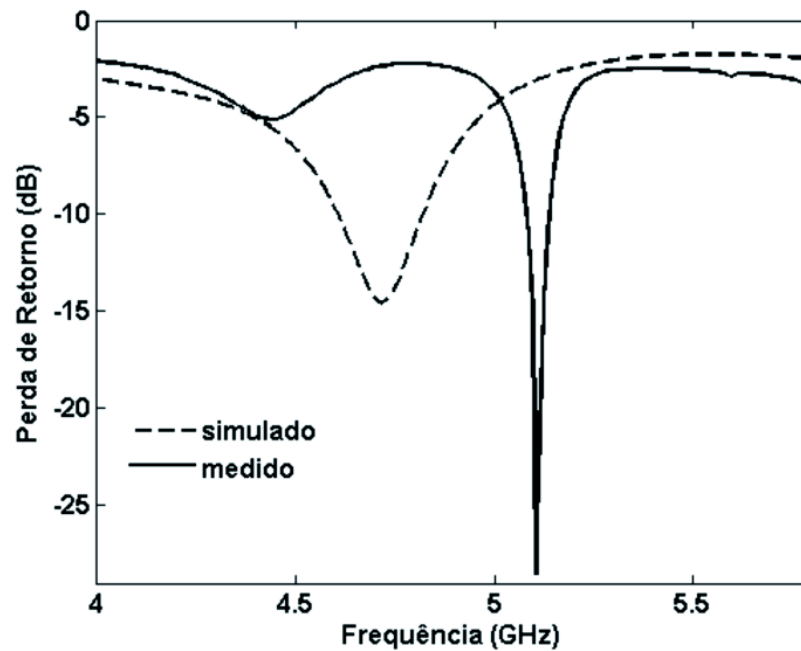


Figura 5.123: Perda de retorno para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=28,5$ mm.

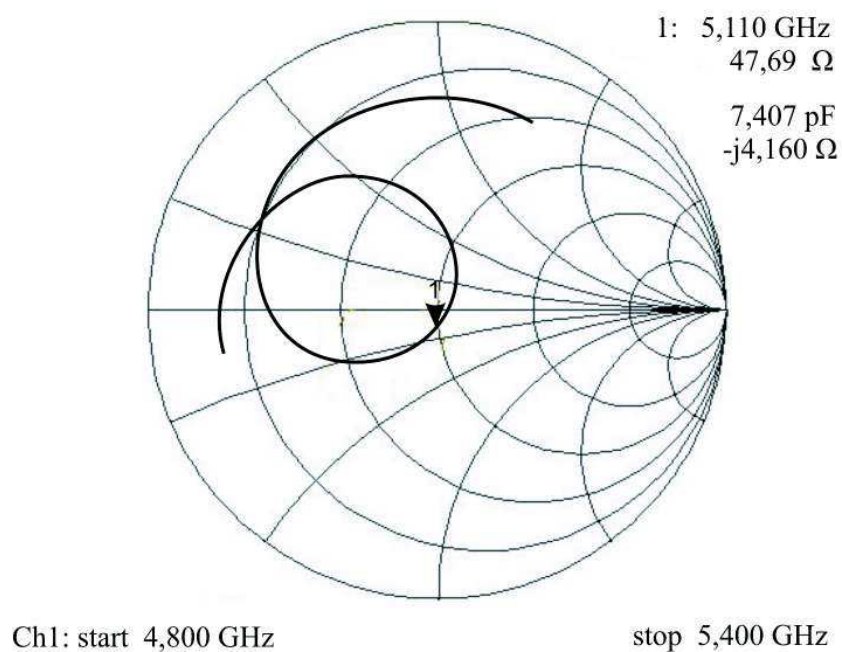


Figura 5.124: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo.

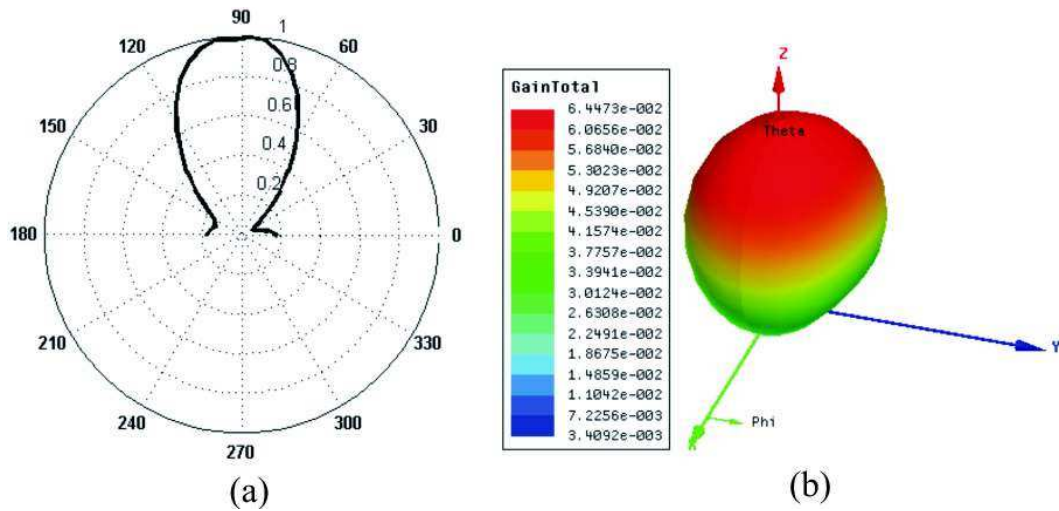


Figura 5.125: Diagramas de radiação da antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.18: Resultados simulados e medidos para a antena DRA cilíndrica de Titanato de Zinco.

Parâmetros	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-26,5 dB	-25,2 dB	-29,8 dB	-28,7 dB	-28,6 dB	-14,6 dB
F_r	4,25 GHz	4,55 GHz	4,55 GHz	4,69 GHz	5,11 GHz	4,72 GHz
BW	100 MHz	300 MHz	250 MHz	290 MHz	60 MHz	200 MHz
$BW(\%)$	2,4%	6,6%	5,5%	6,2%	1,2%	4,2%
$VSWR$	1,10	1,12	1,06	1,97	1,13	1,45

5.4.10 Resultado para a Antena DRA em Forma de disco de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.126 mostra os resultados medidos para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada pela técnica de linha de microfita para diferentes distâncias (em mm) de *offset*. As dimensões da antena se encontram resumidas na Tabela 5.8. Os resultados mostram uma concordância na frequência de ressonância de 5,09 GHz, em que, na distância de $x = 28,5$ mm, a antena apresentou a menor perda de retorno. Também é possível observar que ao aumentarmos a distância de *offset*, ou seja, em $x=22,5$ mm e $x = 20,5$ mm, ocorreu o aparecimento de um ressonância na frequência de 4,2 GHz. Uma comparação entre os resultados numérico e experimental é mostrado na Figura 5.127, em que uma boa concordância entre os resultados é observado, em que o resultado medido

indica uma frequência de ressonância de 5,09 GHz, com largura de banda de 500 MHz. O erro estimado entre os resultados é de 5,6%. A Figura 5.128 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith para essa antena, em que o valor obtido é $44,19 \Omega$. A Figura 5.129 mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para essa antena, em que é possível observar um diagrama bem comportado, mostrando-se diretivo, com irradiação na direção *broadside*.

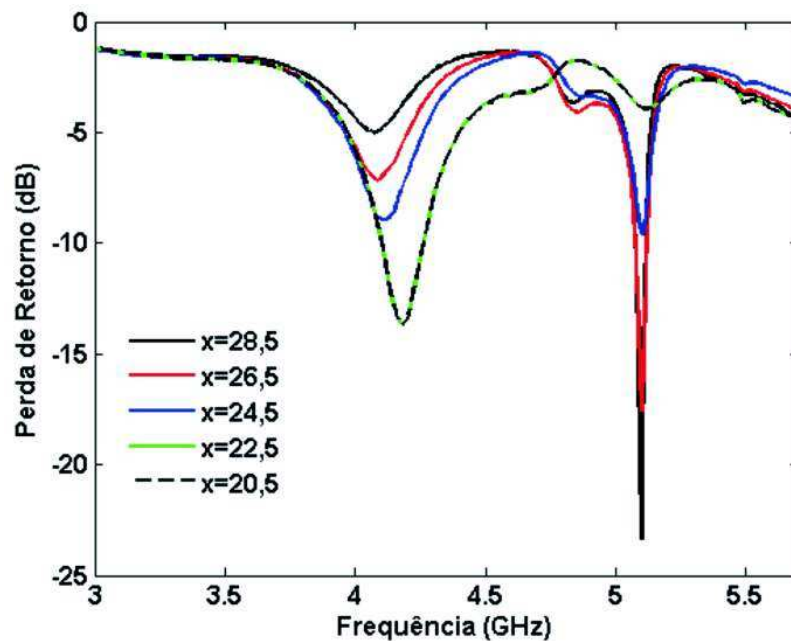


Figura 5.126: Perda de retorno medida para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

A Figura 5.130 mostra os resultados de perda de retorno em função da frequência para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados é observado, em que o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 6,97 GHz, com perda de retorno de -17,2 dB. O erro estimado entre os resultados é de 1,8%. A Figura 5.131 mostra a impedância de entrada medida na carta de Smith para essa antena, em que o valor medido foi de $42,13 \Omega$. A Figura 5.132 mostra as características de radiação para essa antena analisada. Os diagramas de radiação 2D e 3D mostraram-se bastante semelhantes e diretivos, sem nenhuma degradação em seu formato.

A Figura 5.133 ilustra os resultados medidos de perda de retorno em função da frequência para várias distâncias de *offset* para a antena DRA em forma de disco de Titanato

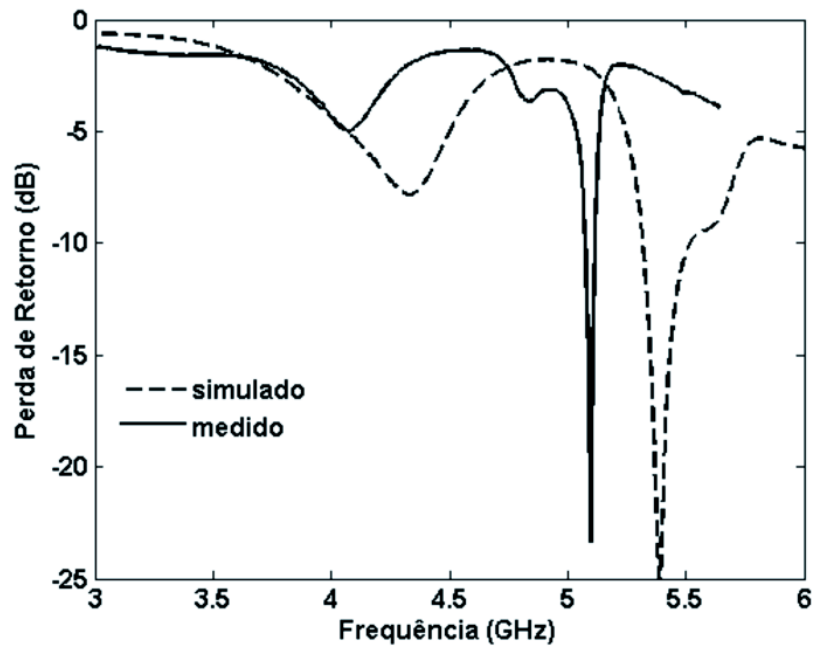


Figura 5.127: Perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita com $x=28,5$ mm.

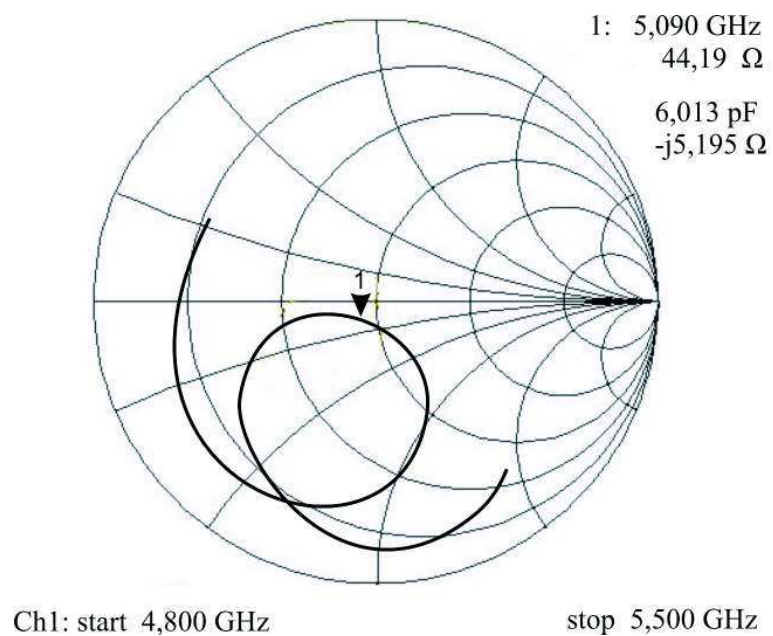


Figura 5.128: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita.

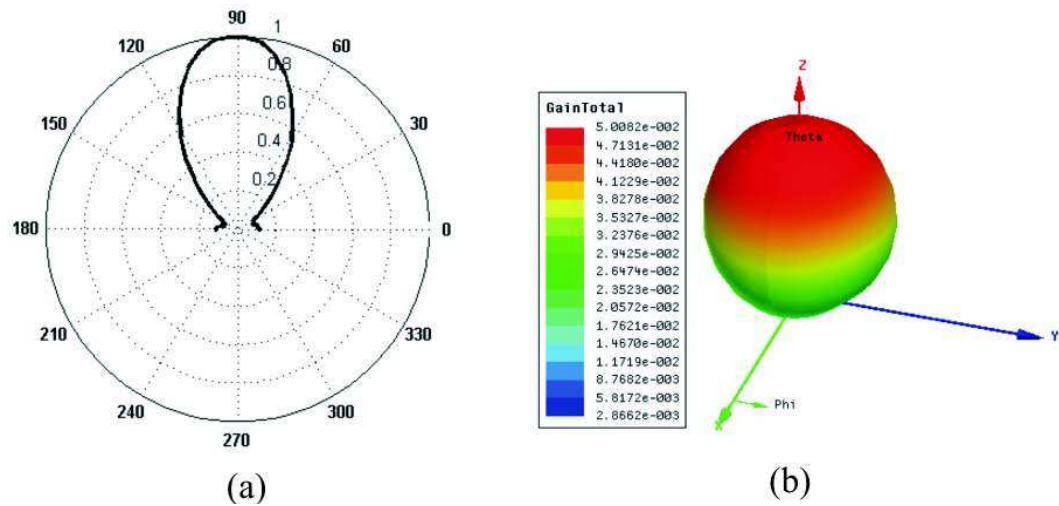


Figura 5.129: Diagramas de radiação da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

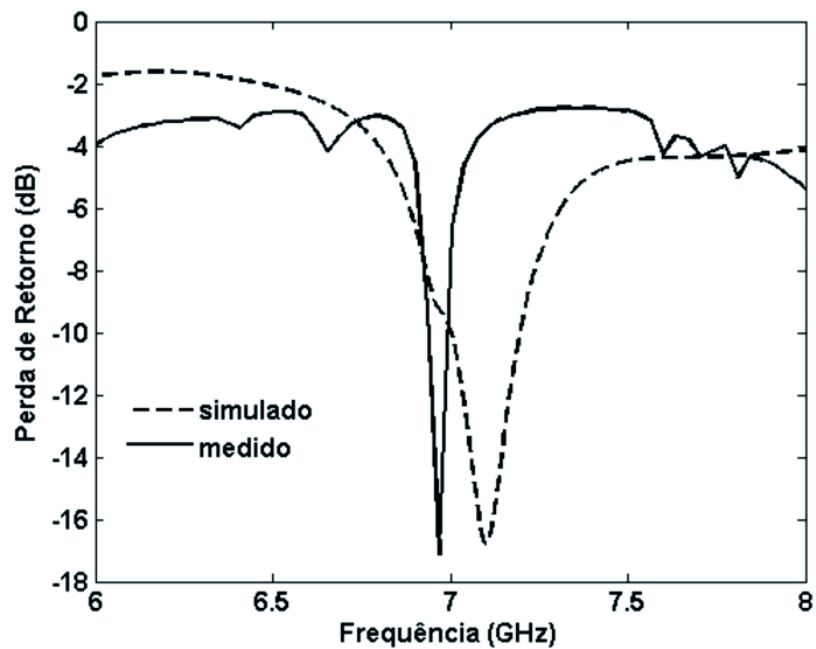


Figura 5.130: Resultado de perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.

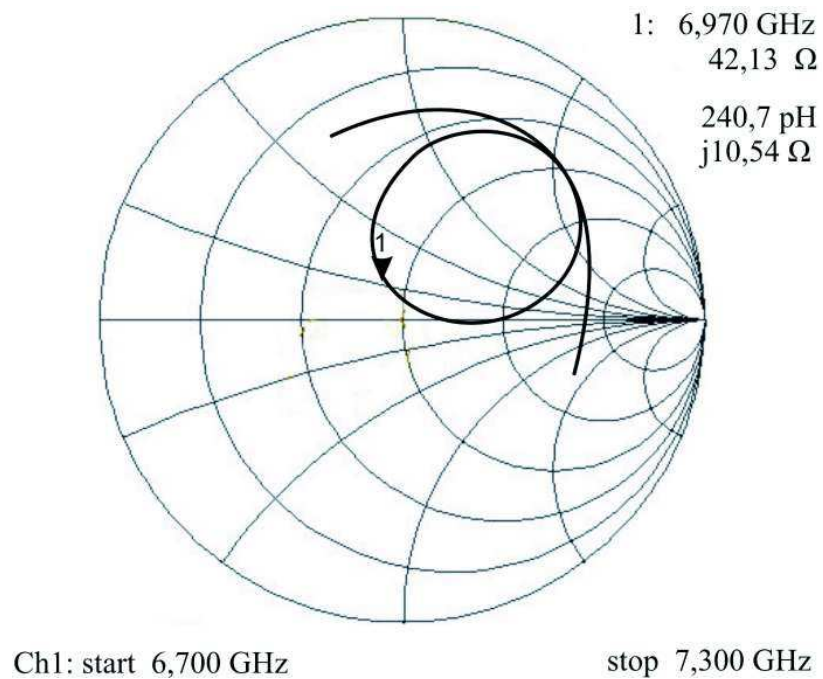


Figura 5.131: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura.

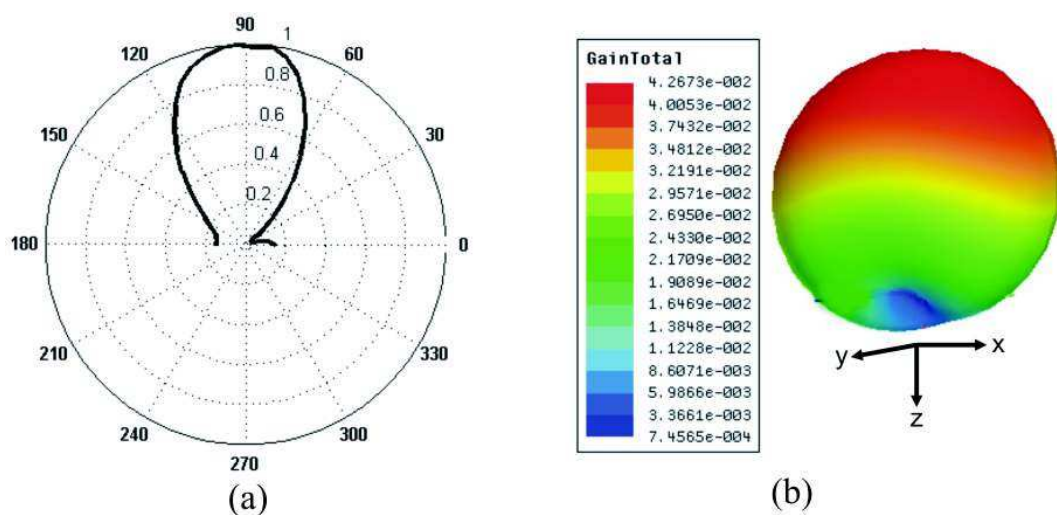


Figura 5.132: Diagramas de radiação da antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo. É possível observar um deslocamento na frequência à medida que aumentamos a distância de *offset*. A menor perda de retorno obtida foi para $x = 22,5$ mm, com frequência de ressonância próxima a 6,4 GHz. O resultado da Figura 5.134 mostra uma comparação entre os resultados simulado e experimental para essa antena. O resultado medido indica uma frequência de ressonância de 6,45 GHz com perda de retorno de -22,0 dB. A impedância de entrada para esse ressonador é mostrada na carta de Smith, conforme Figura 5.135), em que, se obteve o valor de impedância de $45,1 \Omega$. O diagrama de radiação dessa antena é mostrado na Figura 5.136, em que é possível observa boas características de radiação, com um diagrama direcional irradiando na direção *broadside*, sem nenhuma degradação em seu formato.

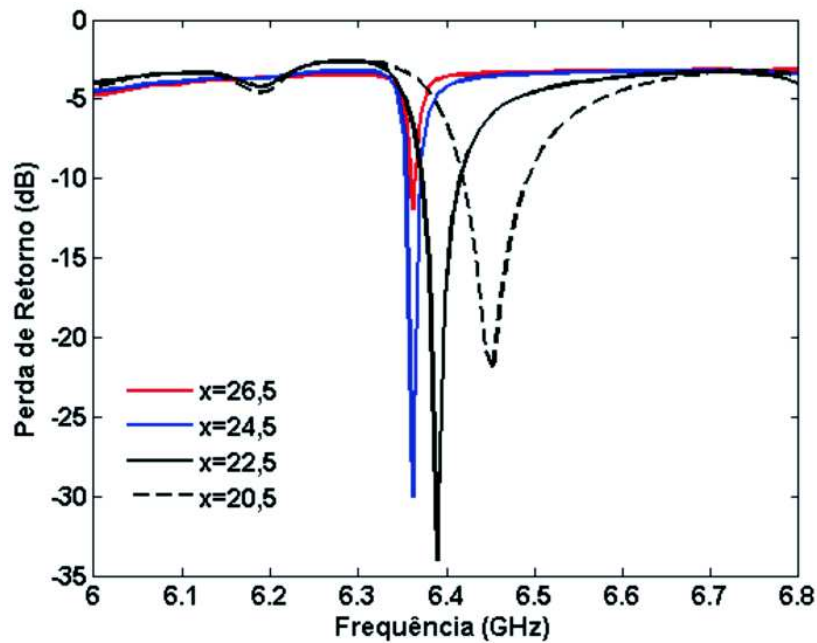


Figura 5.133: Perda de retorno medida para a antena DRA de Titanato de Zinco em forma de disco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.19 resume todos os resultados simulados e medidos referente à antena DRA em forma de disco a base de Titanato de Zinco excitada pelas técnicas analisadas.

5.4.11 Resultado para a Antena DRA retangular de $Zn_{0,01}Ti_{1,495}O_3$

A Figura 5.137 enfatiza os resultados medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de linha de microfita para diferentes distâncias de *offset*. As dimensões da antena pode ser visualizada na Tabela 5.8. O resultado mostra um

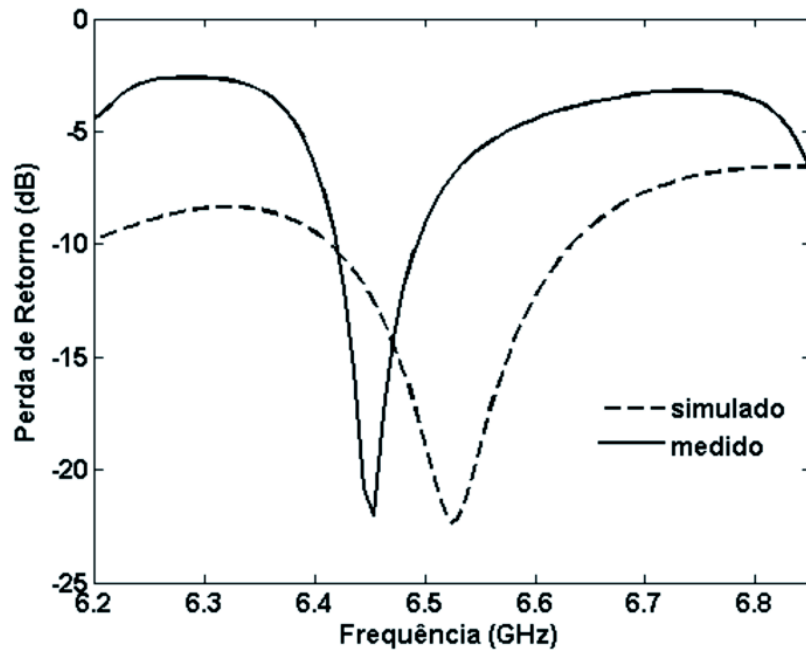


Figura 5.134: Resultado de perda de retorno para a antena DRA em forma de disco de Titanato de Zinco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo para $x=20,5$ mm.

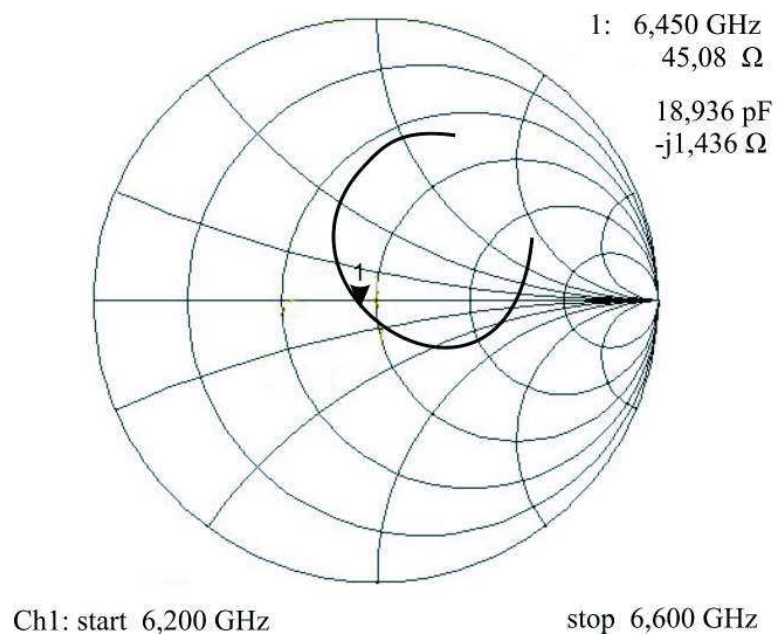


Figura 5.135: Impedância medida na carta de Smith da antena DRA de Titanato de Zinco em forma de disco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo.

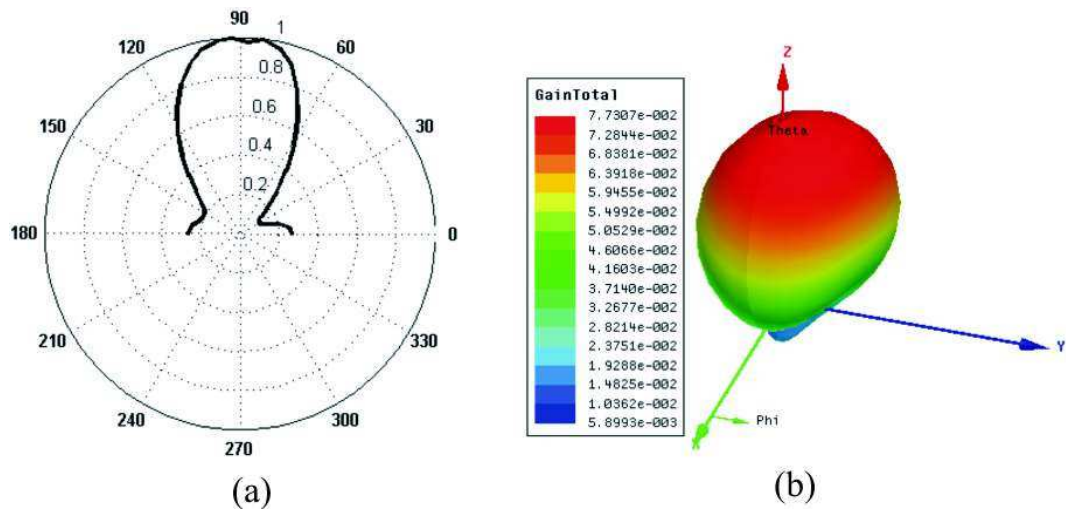


Figura 5.136: Diagramas de radiação da antena DRA de Titanato de Zinco em forma de disco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.19: Resultados simulados e medidos para a antena DRA Titanato de Zinco em forma de disco.

	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-23,3 dB	-25,7 dB	-17,2 dB	-16,8 dB	-22,0 dB	-22,4 dB
F_r	5,09 GHz	5,38 GHz	6,97 GHz	7,1 GHz	6,45 GHz	6,52 GHz
BW	50 MHz	150 MHz	60 MHz	200 MHz	70 MHz	200 MHz
$BW(\%)$	1,0%	2,8%	0,86%	2,8%	1,1%	3,1%
$VSWR$	1,18	1,15	1,34	1,35	1,2	1,18

comportamento multibanda para essa antena, com até três bandas de operação. A variação na distância de *offset*, ocasionou uma mudança na característica de impedância da antena, bem como, em determinados casos algum deslocamento na frequência de ressonância, como por exemplo, para $x=24,5$ mm e $x=22,5$ mm, respectivamente. A Figura 5.138 mostra uma comparação entre os resultados numérico e experimental para essa antena, em que é possível observar três amplas bandas de operação com uma boa concordância entre os resultados. Neste caso o resultado medido indica uma primeira ressonância de 6,63 GHz com 300 MHz de largura de banda ou 4,52% de largura de banda percentual, o que torna essa antena atrativa a aplicações em banda larga. O erro estimado entre os resultados para essa antena foi de 9,5%. A baixa perda de retorno obtida na primeira

ressonância, indica um bom casamento de impedância para essa estrutura, conforme pode ser visualizado na Figura 5.139. A Figura 5.140 mostra os diagramas de radiação 2D (plano H) e 3D para essa antenna.

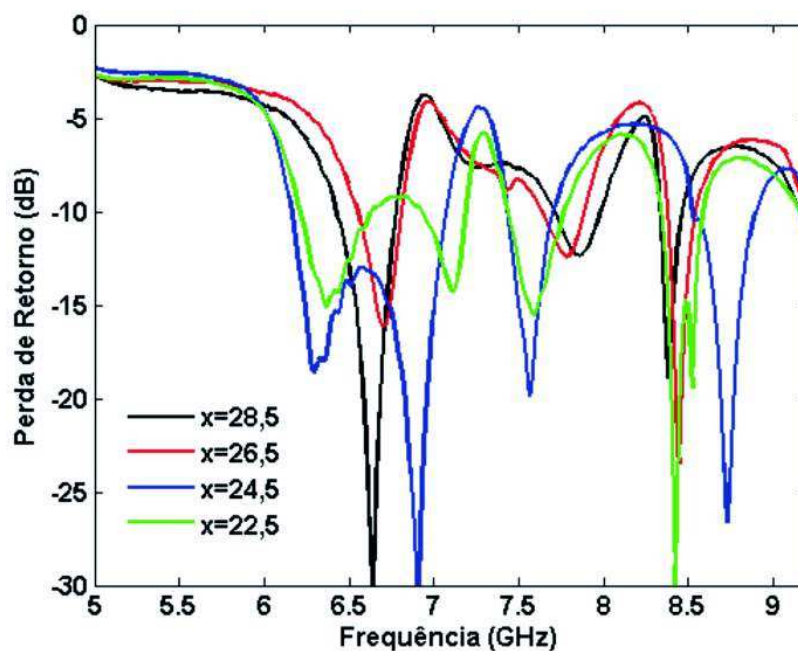


Figura 5.137: Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

A Figura 5.141 realça os resultados medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para diferentes distâncias de *offset*. Os resultados mostram que uma variação na distância de *offset*, ocasionou uma mudança na característica de impedância da antena, sendo o melhor resultado obtido, $x=24,5$ mm, com perdas de retorno abaixo de -30 dB, o que caracteriza um bom casamento de impedância para essa estrutura. A Figura 5.142 mostra uma comparação entre os resultados medido e simulado para essa antena, em que, uma boa concordância entre os resultados é observado, com ampla largura de banda. O erro estimado entre os resultados numérico e experimental é de 5,6%. O resultado medido indica uma ressonância de 6,45 GHz com 250 MHz de largura de banda ou 3,9% de largura de banda percentual, caracterizando-se assim, uma antena banda larga. A impedância de entrada medida é mostrada na Figura 5.143, em que se obteve um valor de 48,45 Ω , próximo aos 50 Ω desejado. A Figura 5.144, por sua vez, mostra os diagramas de radiação 2D e 3D para essa estrutura, apresentando um diagrama sem degradação e diretivo.

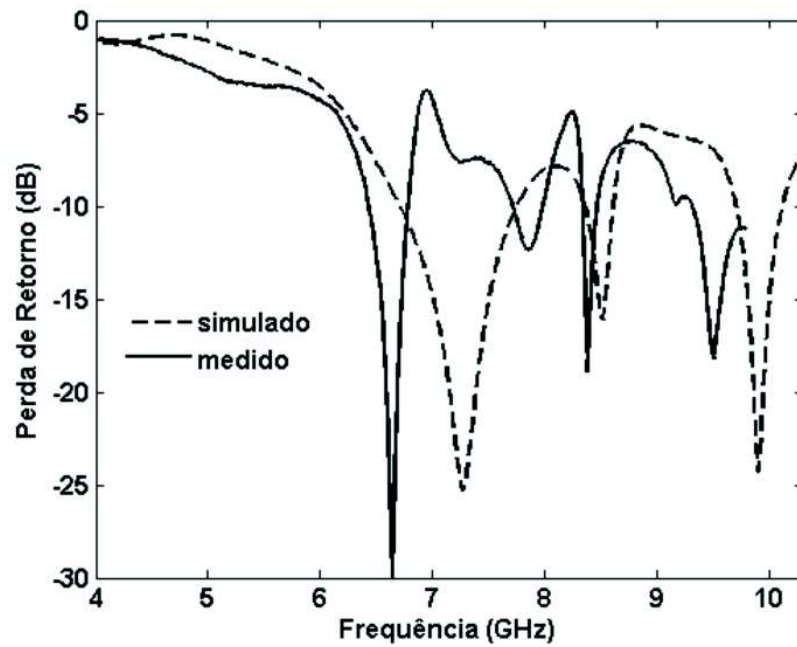


Figura 5.138: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfitas com $x=28,5$ mm.

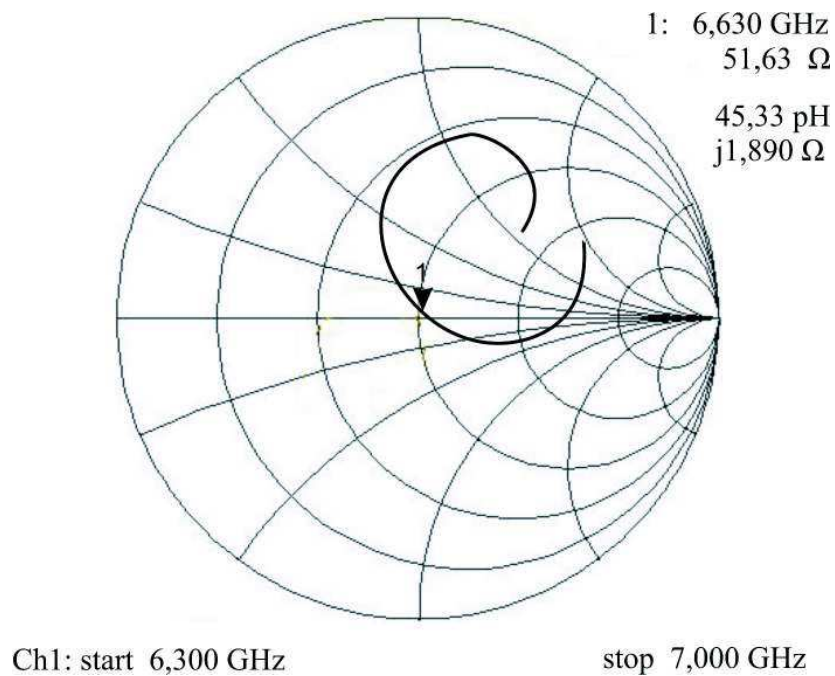


Figura 5.139: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfitas.

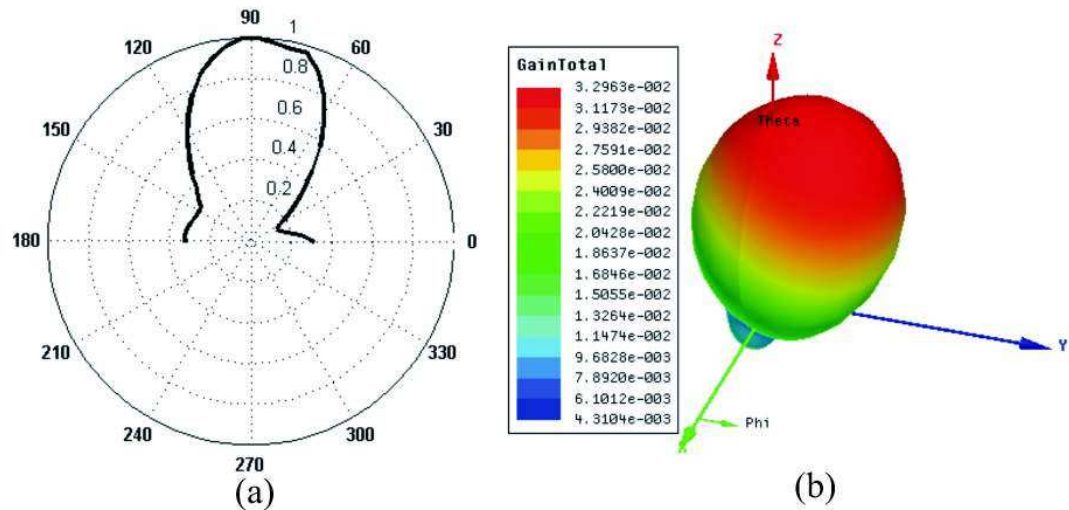


Figura 5.140: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

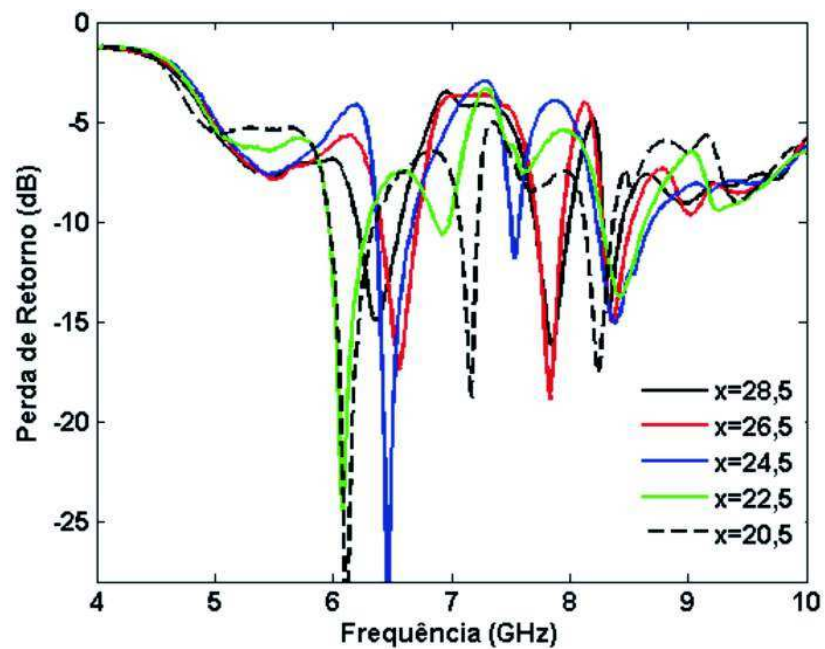


Figura 5.141: Perda de retorno medida da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada por pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

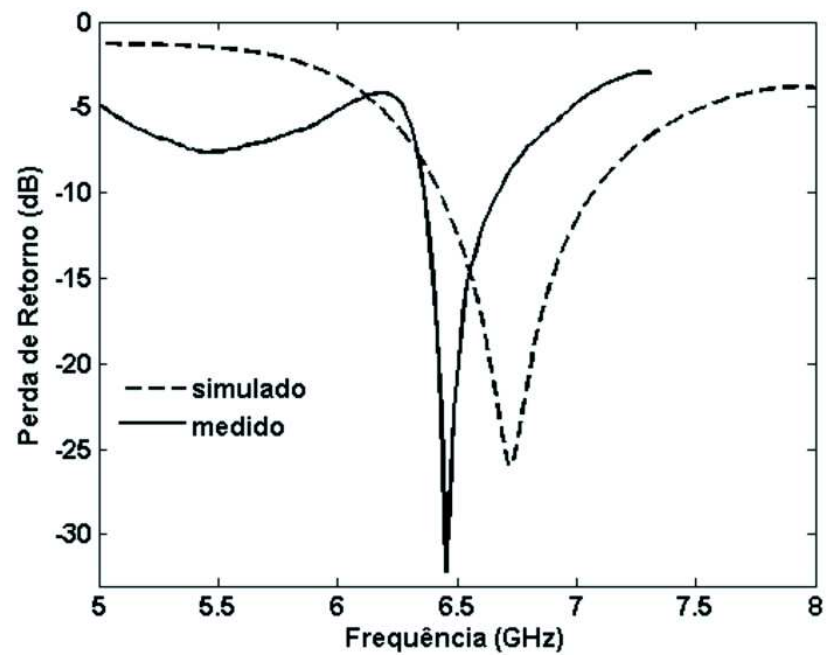


Figura 5.142: Perda de retorno para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=28,5$ mm.

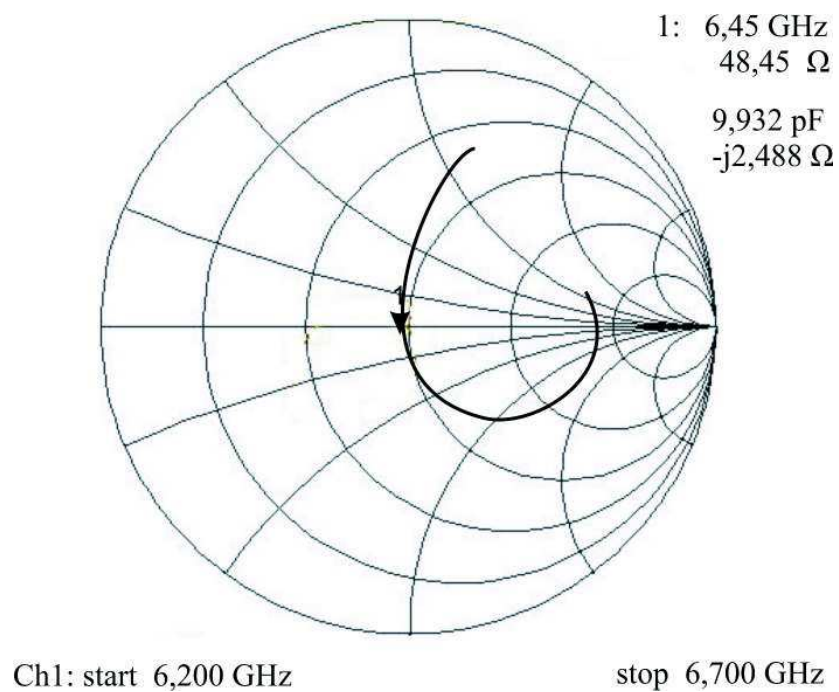


Figura 5.143: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo.

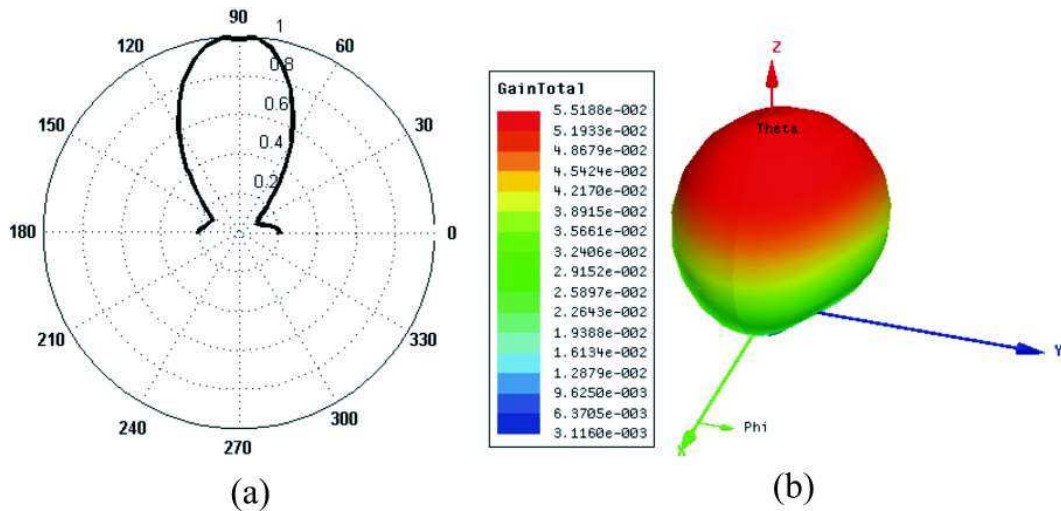


Figura 5.144: Diagramas de radiação da antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

A Tabela 5.20 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA retangular de Titanato de Zinco excitada pelas técnicas analisadas.

Tabela 5.20: Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular de Titanato de Zinco.

	Excitação			
	Linha de microfita		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-31,3 dB	-25,4 dB	-15,0 dB	-26,0 dB
F_r	6,63 GHz	7,26 GHz	6,37 GHz	6,73 GHz
BW	300 MHz	800 MHz	350 MHz	500 MHz
$BW(\%)$	4,52%	11,0%	5,5%	7,42%
$VSWR$	1,06	1,11	1,45	1,05

5.4.12 Resultado para a Antena DRA retangular Ferrita de Níquel (NiFe_2O_4)

A Figura 5.145 mostra os resultados medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de linha de microfita [66], [67] para várias distâncias de *offset* (x). As dimensões da antena podem ser visualizadas na Tabela 5.9. Os resultados apresentados mostraram-se bastante semelhantes, e novamente é possível comprovar que

ao aumentarmos o valor de x , alteramos a característica de impedância dessa antena. A Figura 5.146 ilustra uma comparação entre os resultados numérico e experimental para essa antena, em que é possível observar um comportamento *dual band* com uma boa concordância entre os resultados. O resultado medido indica uma primeira ressonância de 10,49 GHz com 400 MHz de largura de banda (3,8%). A impedância de entrada para essa estrutura é 59,52 Ω , conforme mostrada na medição realizada na carta de Smith (Figura 5.147). O diagrama de radiação 2D e 3D para essa antena retangular a base da Ferrita de Níquel é mostrada na Figura 5.148. Observa-se um diagrama bem comportado e direcional, irradiando na direção *broadside*.

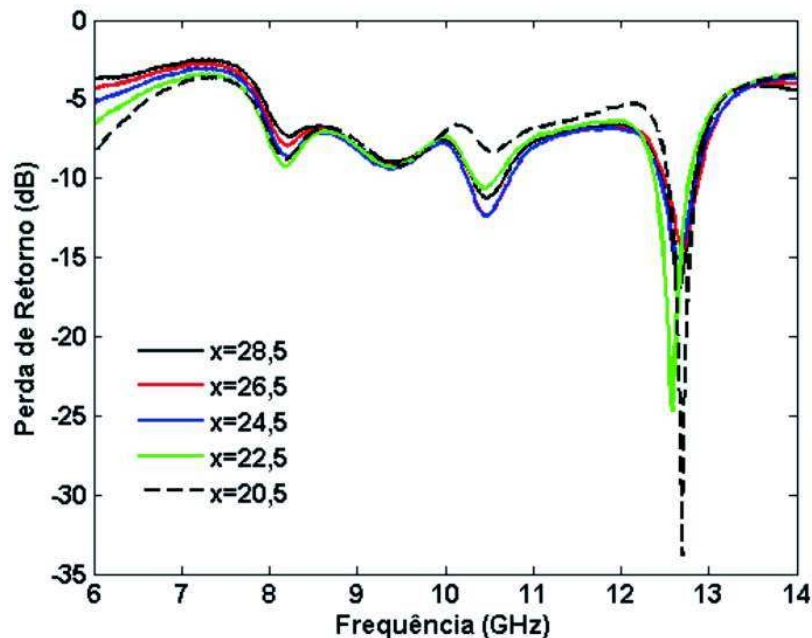


Figura 5.145: Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita para várias distâncias de *offset*.

O resultado da Figura 5.149 ilustra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados é visualizada, em que, o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 9,03 GHz, com perda de retorno de -13,9 dB e largura de banda ampla de 800 MHz, que em termos percentuais é 8,7%, caracterizando-se esse dispositivo, como uma antena banda larga. A impedância de entrada medida para essa estrutura na carta de Smith é mostrada na Figura 5.150, o qual indica um valor de 33,09 Ω . O resultado da Figura 5.151 mostra os diagramas de radiação para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento por abertura, em

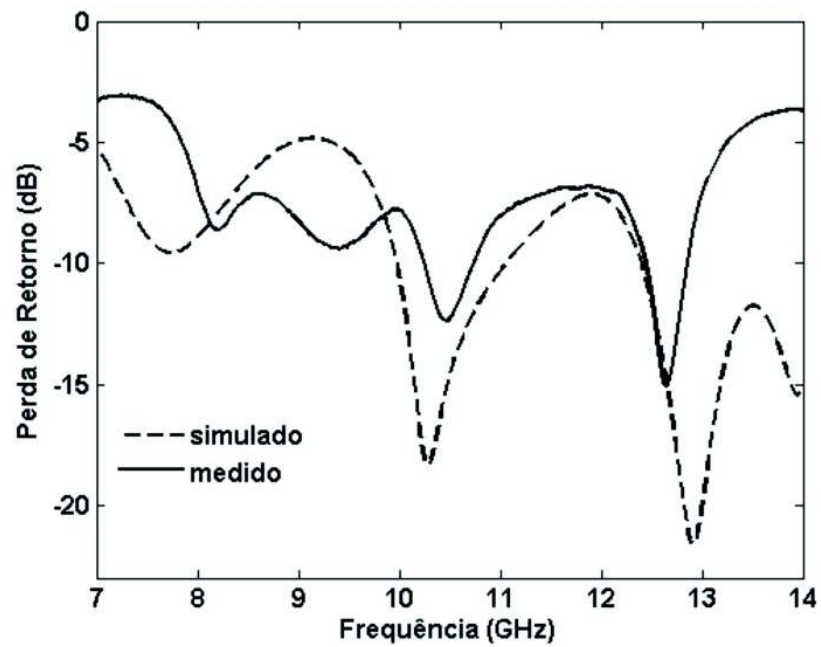


Figura 5.146: Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita com $x=24,5$ mm.

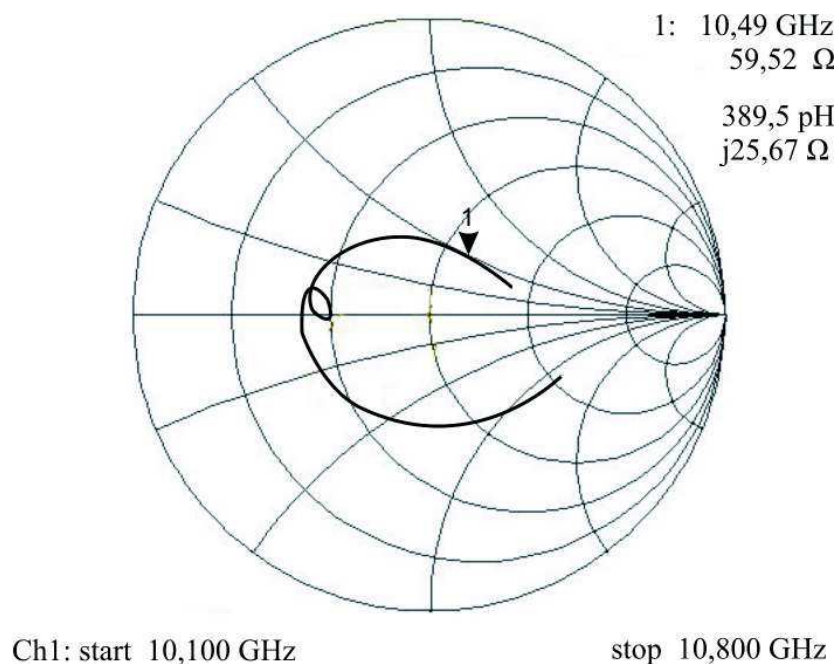


Figura 5.147: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita.

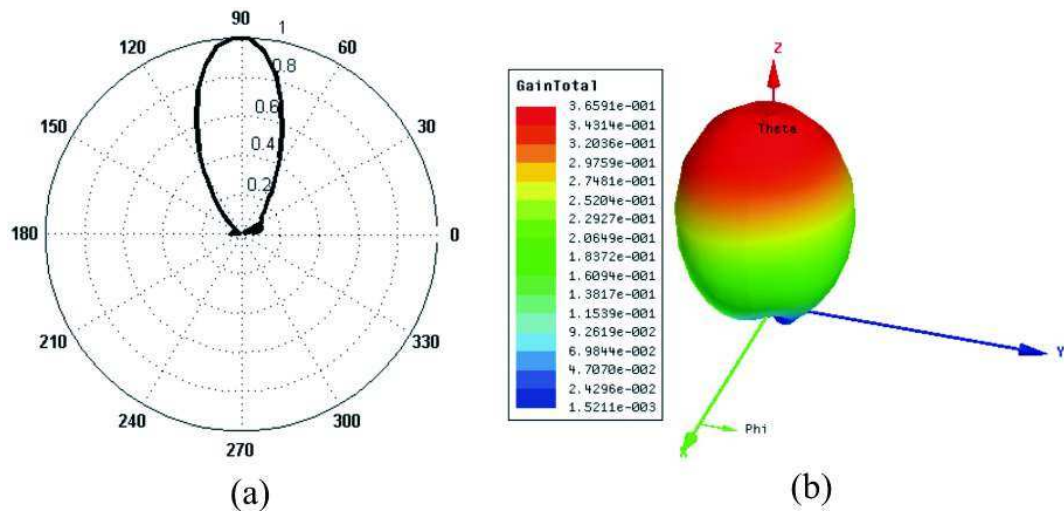


Figura 5.148: Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

que se observa boas características de radiação, com um diagrama direcional, sem níveis de lóbulos laterais e com máxima concentração de energia na direção *broadside*.

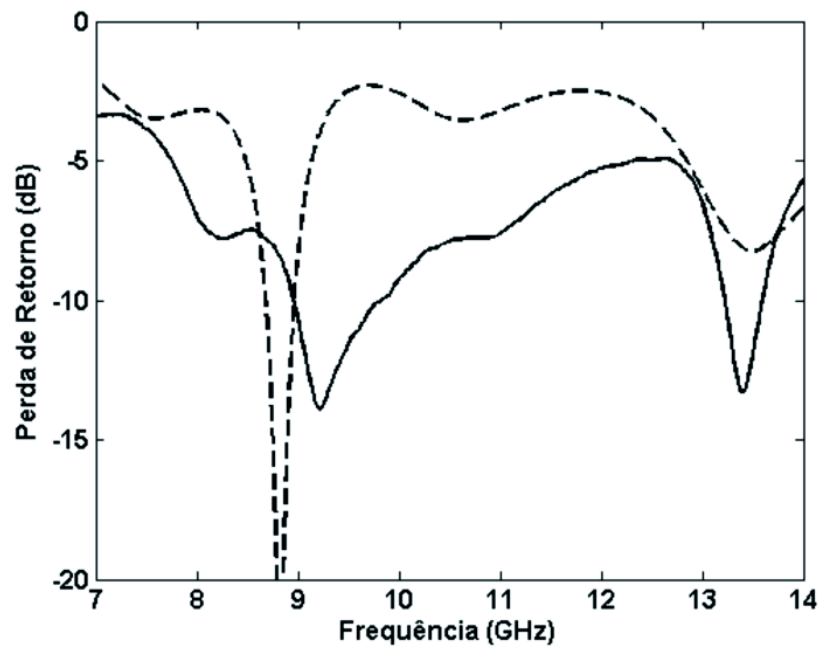


Figura 5.149: Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por acoplamento por abertura.

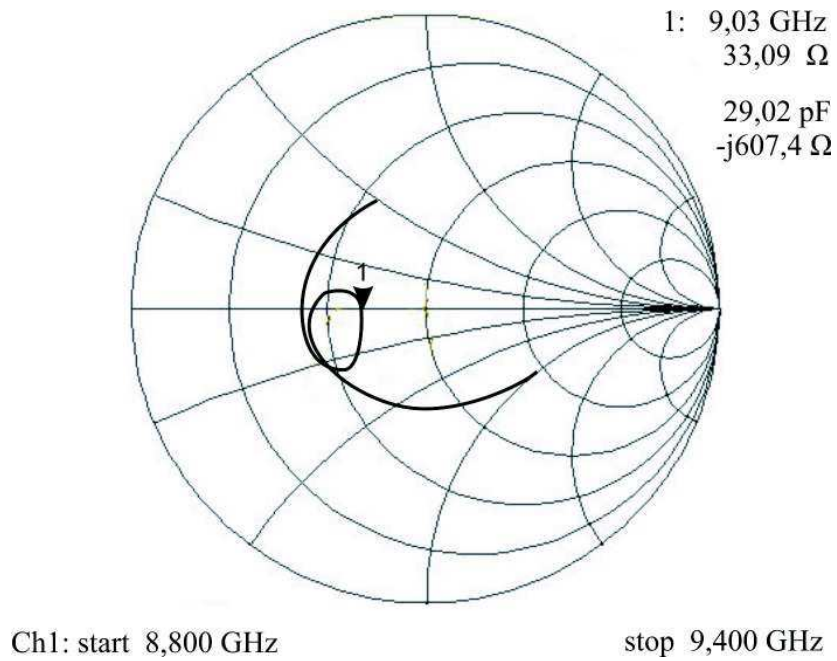


Figura 5.150: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por acoplamento por abertura.

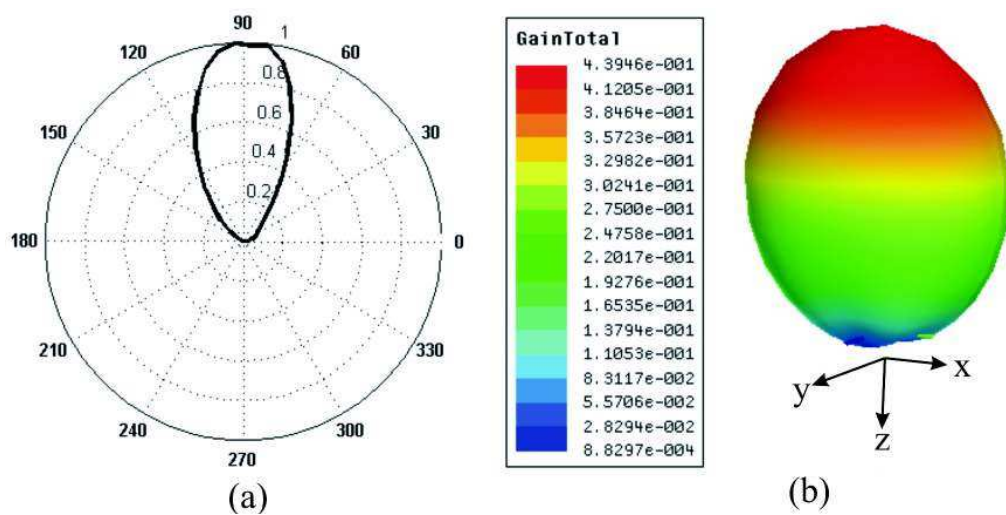


Figura 5.151: Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

A Figura 5.152 realça os resultados medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo para três diferentes distâncias de *offset*. Os resultados mostram que uma variação na distância de *offset* para essa estrutura, praticamente não alterou o resultado da perda de retorno, mostrando-se que essa antena apresenta comportamento indiferente para as três distâncias (x) analisadas. Uma comparação entre resultados simulados e medidos é mostrada na Figura 5.153, em que é possível observar novamente um comportamento *dual band* para essa estrutura, e com ampla largura de banda. O resultado medido na primeira ressonância indica um valor de 9,4 GHz com largura de banda de 800 MHz (8,5%). A impedância de entrada medida na carta de Smith é mostrada na Figura 5.154, em que se obteve um valor de 29,42 Ω . O diagrama de radiação para essa estrutura é mostrado na Figura 5.155. Esse diagrama mostrou-se direcional, com irradiação na direção *broadside*.

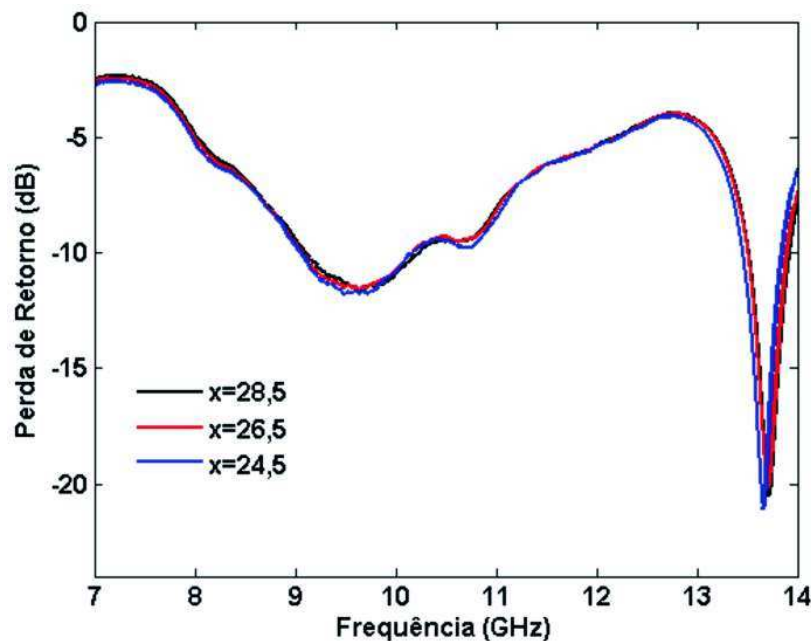


Figura 5.152: Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.21 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pelas técnicas analisadas.

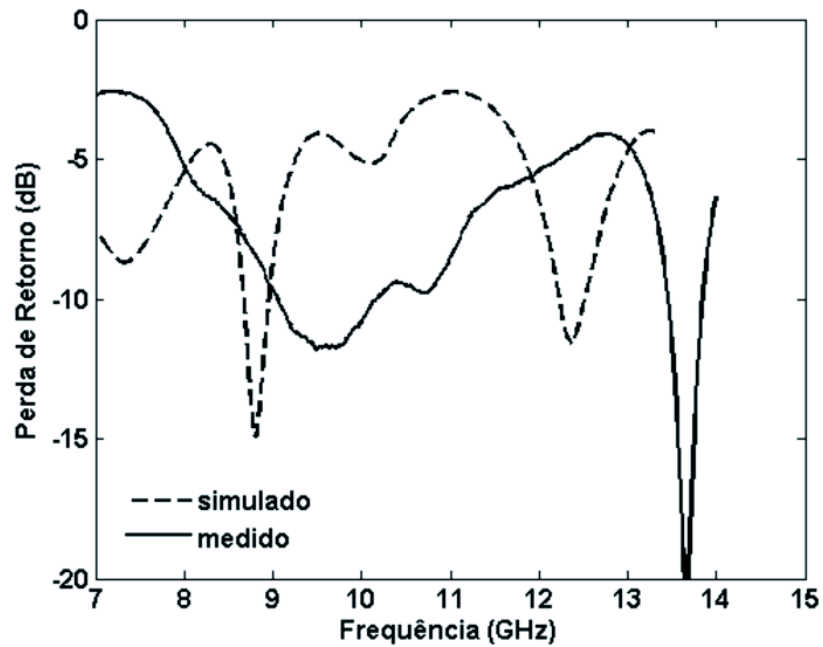


Figura 5.153: Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=24,5$ mm.

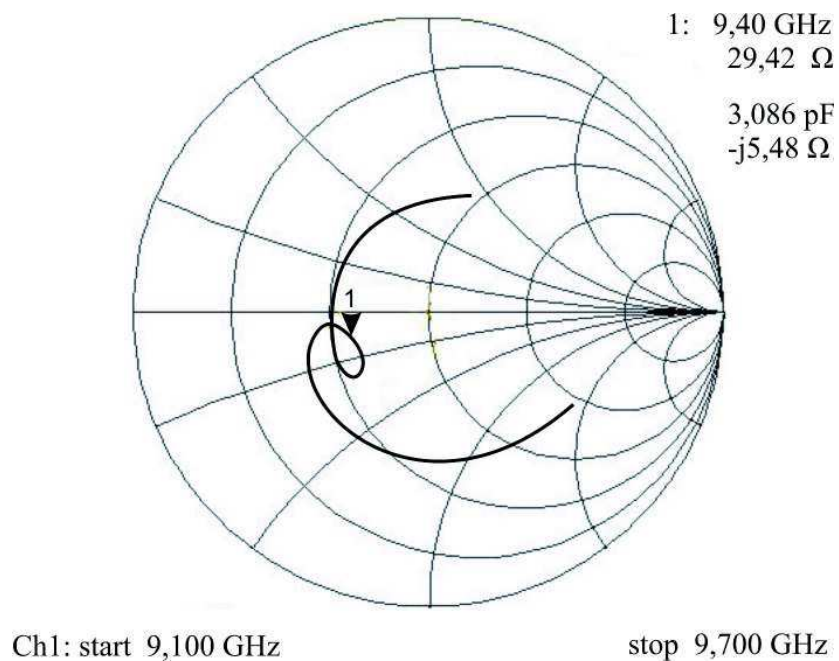


Figura 5.154: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo.

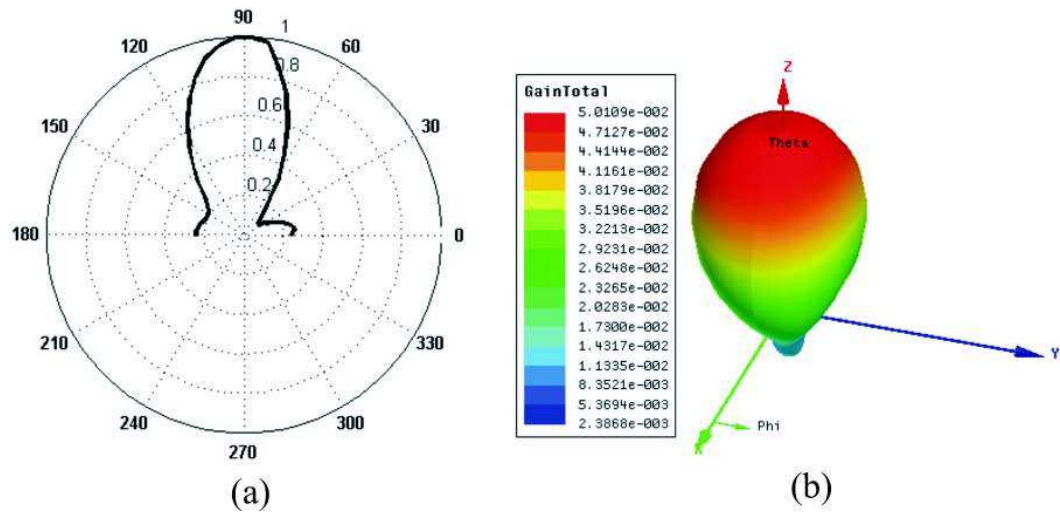


Figura 5.155: Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.21: Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel.

	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-12,4 dB	-18,3 dB	-13,9 dB	-25,6 dB	-11,8 dB	-15,0 dB
F_r	10,49 GHz	10,3 GHz	9,03 GHz	8,85 GHz	9,4 GHz	8,81 GHz
BW	400 MHz	1 GHz	800 MHz	300 MHz	800 MHz	300 MHz
$BW(\%)$	3,8%	9,7%	8,7%	3,4%	8,5%	3,4%
$VSWR$	1,63	1,28	1,5	1,11	1,71	1,43

5.4.13 Resultado para a Antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$)

A Figura 5.156 mostra os resultados medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de linha de microfita para várias distâncias de *offset*. As dimensões da antena pode ser visualizada na Tabela 5.9. Os resultados apresentados mostraram-se bastante semelhantes, e diferente de alguns resultados já apresentados, para essa antena um melhor casamento de impedância ocorreu para valores maiores de *x*, ou seja, uma variação na distância de *offset* ocasionou uma modificação na impedância de entrada da antena analisada. A Figura 5.157 ilustra uma comparação entre os resultados numérico e experimental para a antena Ferrita de Níquel-Zinco, em que é possível ob-

servar um comportamento multibanda (*dual-band*) com uma boa concordância entre os resultados. O resultado medido na primeira ressonância indica uma frequência de 8,12 GHz com 400 MHz de largura de banda (4,9%). A impedância de entrada para essa estrutura medida na carta de Smith é 41,70 Ω , conforme Figura 5.158. Os diagramas de radiação 2D e 3D para essa antena retangular a base da Ferrita de Níquel-Zinco é mostrada na Figura 5.159. Observa-se um diagrama comportado, sem nenhuma degradação no seu formato.

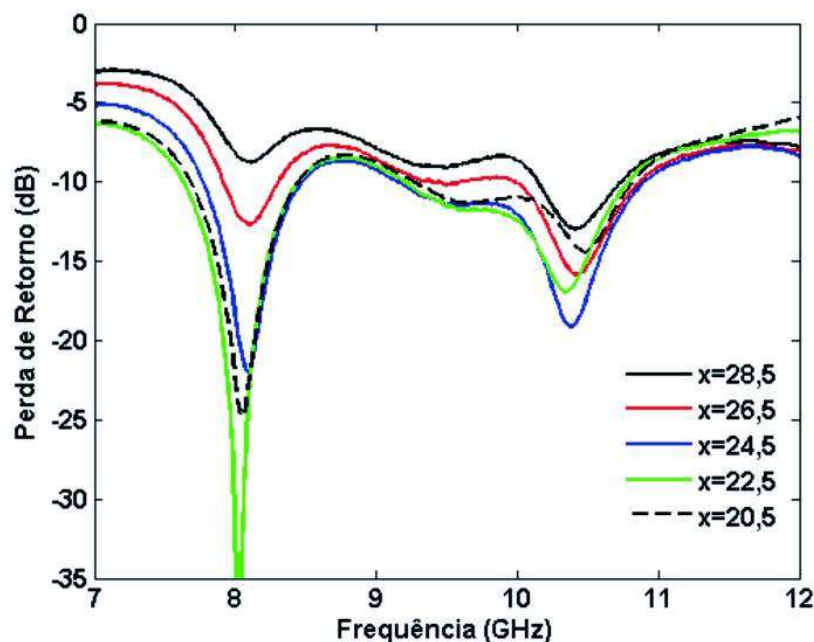


Figura 5.156: Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfitas para várias distâncias de *offset*.

O resultado da Figura 5.160 mostra uma comparação entre simulação e medição para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento por abertura. Uma boa concordância entre os resultados é visualizada, em que, o resultado medido indica uma frequência de ressonância de 8,34 GHz, apresentando uma largura de banda de 800 MHz, que em termos percentuais é 9,6%, caracterizando assim esse dispositivo como uma antena banda larga. O erro estimado entre os resultados numérico e experimental para essa antena foi de 5,5%. A baixa perda de retorno obtida para o resultado medido indica um bom casamento de impedância para a antena. Essa impedância medida é mostrada na Figura 5.161, o qual indica um valor de 54,67 Ω . Os diagramas de radiação para a antena DRA Ferrita de Níquel-Zinco é mostrado na Figura 5.162, mostrando ser direcional e sem degradação em seu formato.

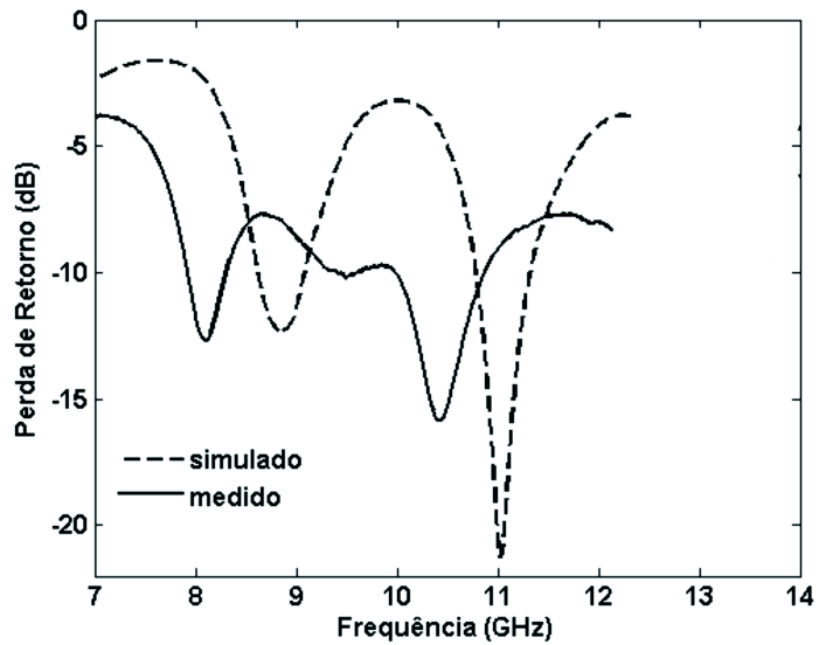


Figura 5.157: Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita com $x=26,5$ mm.

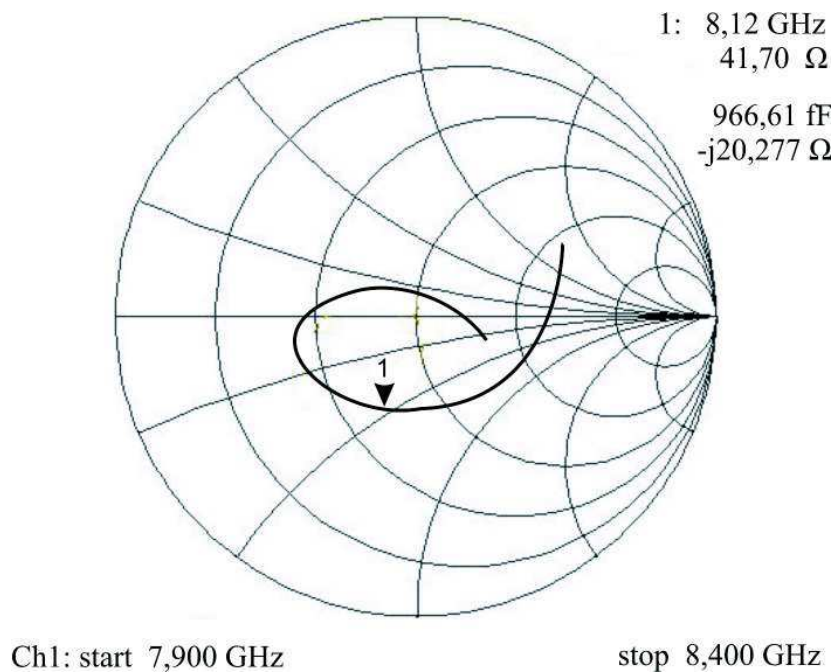


Figura 5.158: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita.

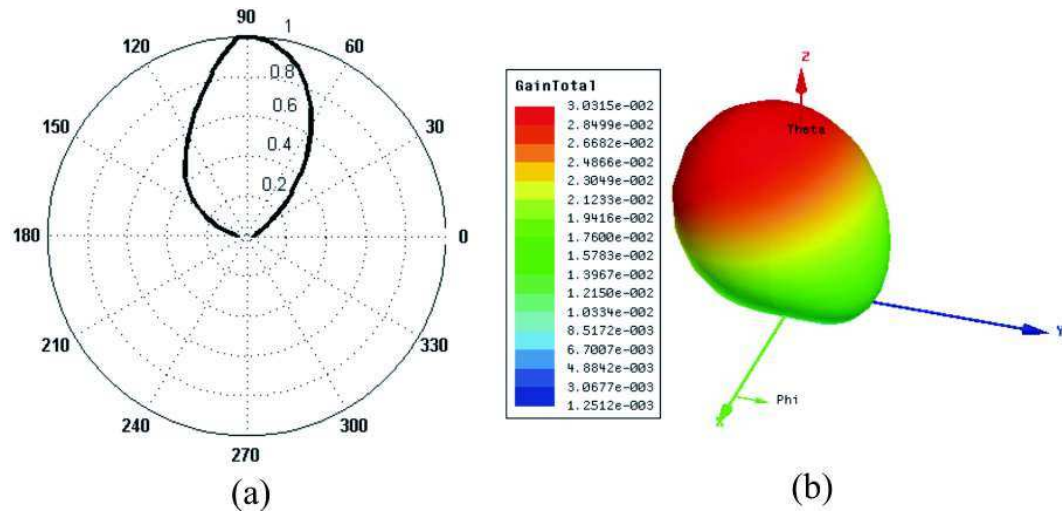


Figura 5.159: Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por linha de microfita: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

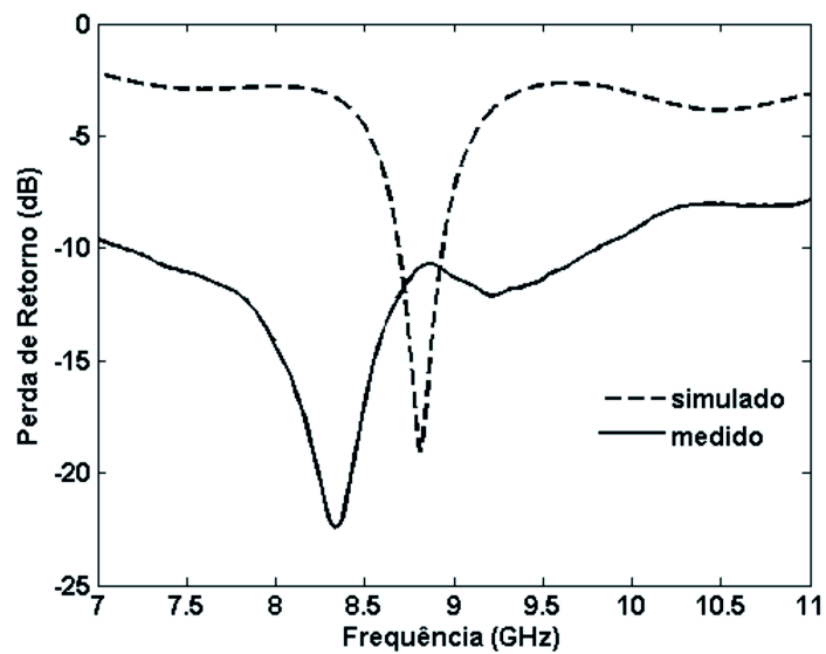


Figura 5.160: Perda de retorno para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por acoplamento por abertura.

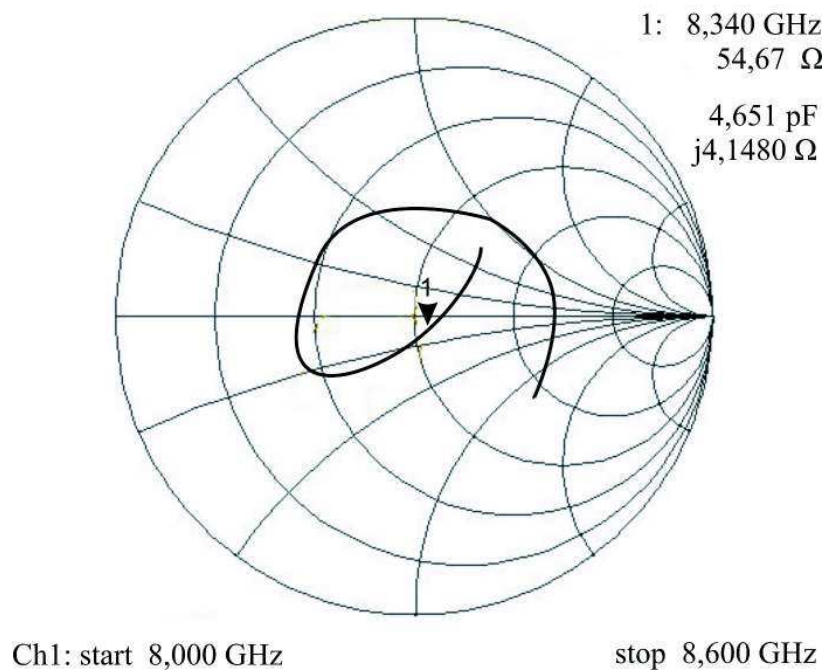


Figura 5.161: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por acoplamento por abertura.

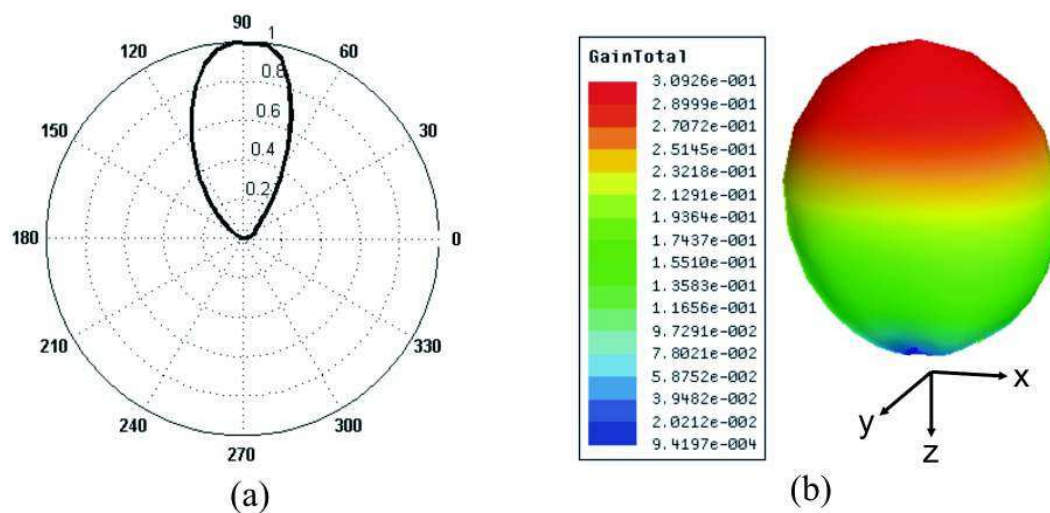


Figura 5.162: Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada por acoplamento por abertura: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

A Figura 5.163 mostra os resultados medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para diferentes distâncias de *offset*. Os resultados mostram-se indiferente para as três distâncias analisadas, conforme mostra a Figura 5.163, apenas um comportamento *dual band* foi observado, com frequências de ressonância em 9,4 GHz e 13,7 GHz. Uma comparação entre resultados simulados e medidos é mostrada na Figura 5.164, em que é possível observar uma boa concordância entre os resultados na primeira ressonância e alguma diferença na segunda ressonância. O resultado medido na primeira ressonância indica um valor de 9,4 GHz com largura de banda ampla de 1,2 GHz ou (12,6%), sendo assim, a antena apresentou um comportamento banda larga. A impedância de entrada medida para a primeira ressonância na carta de Smith é $30,07 \Omega$, conforme mostrado na Figura 5.165. O diagrama de radiação para essa estrutura é mostrado na Figura 5.166. Esse diagrama mostrou-se direcional e irradiando na direção *broadside*, sem nenhuma degradação, a priori.

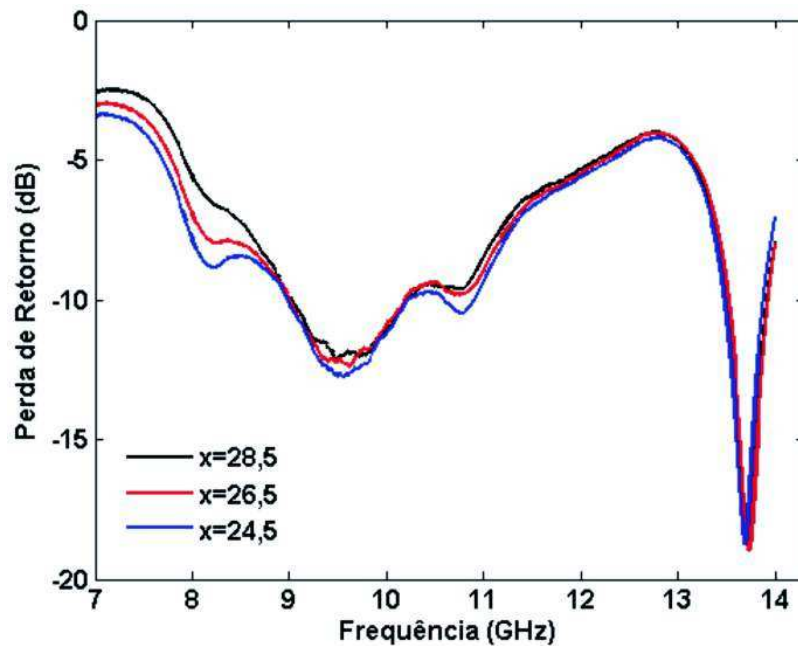


Figura 5.163: Perda de retorno medida da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para várias distâncias de *offset*.

A Tabela 5.22 resume os resultados simulados e medidos referente à antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pelas técnicas analisadas.

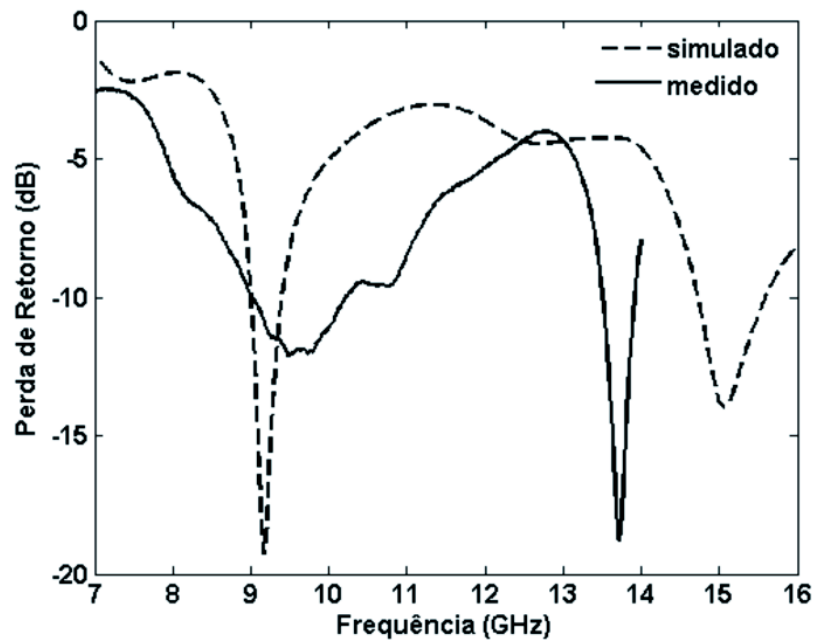


Figura 5.164: Perda de retorno medida e simulada para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo para $x=28,5$ mm.

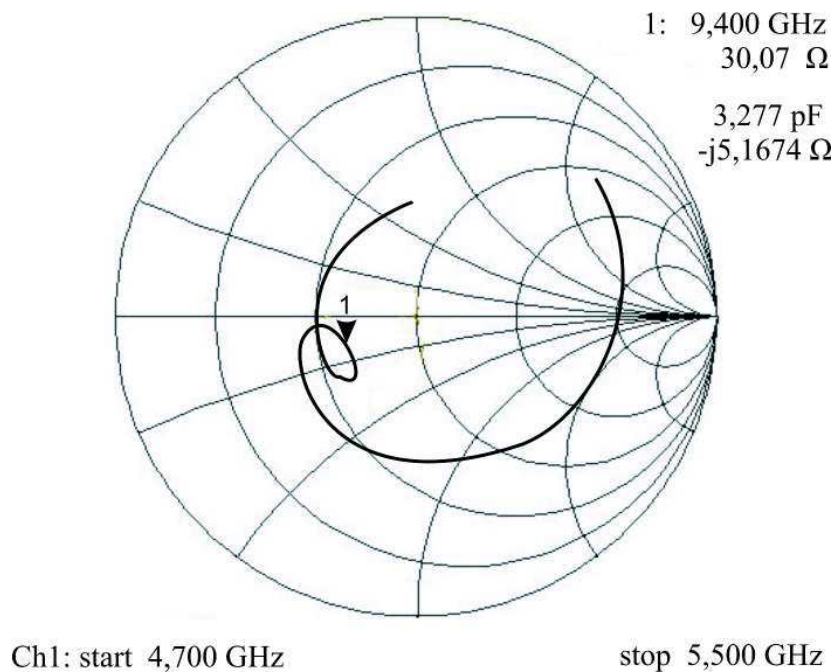


Figura 5.165: Impedância medida na carta de Smith para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo.

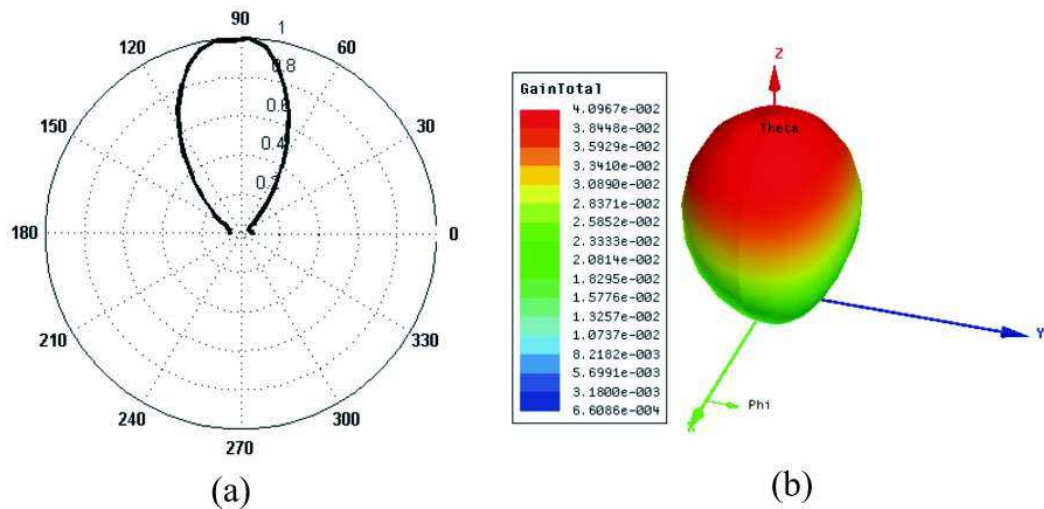


Figura 5.166: Diagramas de radiação da antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco excitada pela técnica de acoplamento indutivo: (a) diagrama 2D (plano H) e (b) diagrama 3D.

Tabela 5.22: Resultados simulados e medidos para a antena DRA retangular Ferrita de Níquel-Zinco.

	Excitação					
	Linha de microfita		Acoplamento por abertura		Acoplamento indutivo	
Parâmetros	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado
S_{11}	-12,7 dB	-12,08 dB	-24,5 dB	-19,1 dB	-12,2 dB	-19,3 dB
F_r	8,12 GHz	8,69 GHz	8,34 GHz	8,8 GHz	9,4 GHz	9,15 GHz
BW	400 MHz	300 MHz	800 MHz	340 MHz	1,2 GHz	400 MHz
$BW(\%)$	4,9%	3,45%	9,6%	3,9%	12,6%	4,4%
$VSWR$	1,60	1,64	1,16	1,25	1,66	1,24

Capítulo 6

Modelagem Utilizando Redes Neurais Artificiais

6.1 Introdução

Este capítulo mostra os resultados das modelagens de alguns parâmetros associados as antenas DRA por meio de redes neurais artificiais, em que foi utilizado o algoritmo *Resilient Backpropagation* para treinamento das redes, sendo este uma variante do algoritmo *Backpropagation*. As simulações das redes neurais foram implementadas no Matlab 7. Os resultados foram gerados em um computador *Mobile DELL core 2 duo* com 3 Gb de memória RAM. Uma vez treinada adequadamente as redes mostrar-se-á bastante eficaz na criação de modelos e no auxílio de problemas com pouco e/ou difícil tratamento matemático.

6.2 Modelos Neurais de Antenas DRA Cilíndricas

Para análise e criação de modelos dos parâmetros eletromagnéticos associados a essas antenas por redes neurais, partiu-se de um estudo realizado por Petosa et al. (2007) [28] que analisou a influência da relação a/d , ou seja, a influência da relação entre o raio da pastilha dielétrica e/ou cilindro dielétrico e sua espessura, ressoando nos modos TE_{01} , TM_{01} e HEM_{11} no comportamento da frequência de ressonância (F_r) e fator de qualidade (Q) dos respectivos dispositivos para diferentes valores de constante dielétrica, segundo os modelos matemáticos dados nas Equações (2.48) - (2.53). O objetivo principal do modelamento desenvolvido neste trabalho é verificar a influência de alguns parâmetros da estrutura no comportamento da resposta final e a partir desses dados treinar uma rede neural artificial, para que esta seja capaz de prever a resposta da estrutura em função da mudança do parâmetro estudado dentro de uma determinada região de interesse. Em todas

as modelagens de antenas DRA que são apresentados, o algoritmo utilizado foi o *Resilient Backpropagation* para treinamento das redes do tipo *Multilayer Perceptron* (MLP) com três camadas alimentada diretamente. A Tabela 6.1 apresenta o erro médio quadrático na fase de treinamento para os diferentes parâmetros modelados de uma DRA cilíndrica.

6.2.1 Modelagem Neural da Frequência de Ressonância para os Modos Ressonantes TE_{01} , HEM_{11} e TM_{01}

Para o treinamento da rede foi utilizado três neurônios de entrada, uma camada oculta com dez neurônios e um neurônio de saída. Nessa fase foram utilizadas as curvas dos resultados referentes a $\epsilon_r = [10, 15, 30 \text{ e } 50]$, com uma amostragem de 10 pontos por curva, totalizando 40 pontos como conjunto de treinamento. A curva referente ao parâmetro $\epsilon_r = 20$, foi utilizado para teste e validação do modelo neural. As Figuras 6.1 - 6.3 apresentam as respostas encontradas pela rede após o treinamento para 3500 épocas para os três modos do ressoador analisado, tanto para os valores utilizados durante o processo de aprendizagem quanto para valores não treinados pela rede. Pode-se observar desse resultado que a variação do parâmetro a/d , apresentou pouca influência na obtenção do parâmetro $\kappa_0 a$ e consequentemente na obtenção da frequência de ressonância do dispositivo, visto pelo comportamento suave das curvas de variação da relação $\kappa_0 a$. A maior influência na frequência de ressonância foi constatada pela variação da permissividade elétrica, em que uma redução no valor dessa permissividade ocasiona uma considerável variação na frequência de ressonância da DRA cilíndrica.

6.2.2 Modelagem Neural do Fator de Qualidade para os Modos TE_{01} , HEM_{11} e TM_{01}

Para a modelagem do parâmetro Q para os modos TE_{01} , HEM_{11} e TM_{01} , novamente foi utilizada uma rede MLP com três neurônios de entrada, uma camada oculta com quinze neurônios e um neurônio de saída referente ao parâmetro Q a ser modelado. Para isto foram utilizadas as curvas dos resultados referentes ao $\epsilon_r = [40, 60, 90 \text{ e } 100]$, com uma amostragem de 10 pontos por curva, totalizando 40 pontos como conjunto de treinamento. A curva referente ao parâmetro $\epsilon_r = 80$, foi utilizada no teste e na validação do modelo neural proposto. Para a modelagem desse parâmetro, variou-se a razão a/d bem como a permissividade elétrica do material que constitui o ressoador. Observa-se desse resultado uma tendência de queda do fator de qualidade para uma razão $a/d = 1,3$ aproximadamente, para o modo TE_{01} . Por sua vez, a mesma tendência de queda do fa-

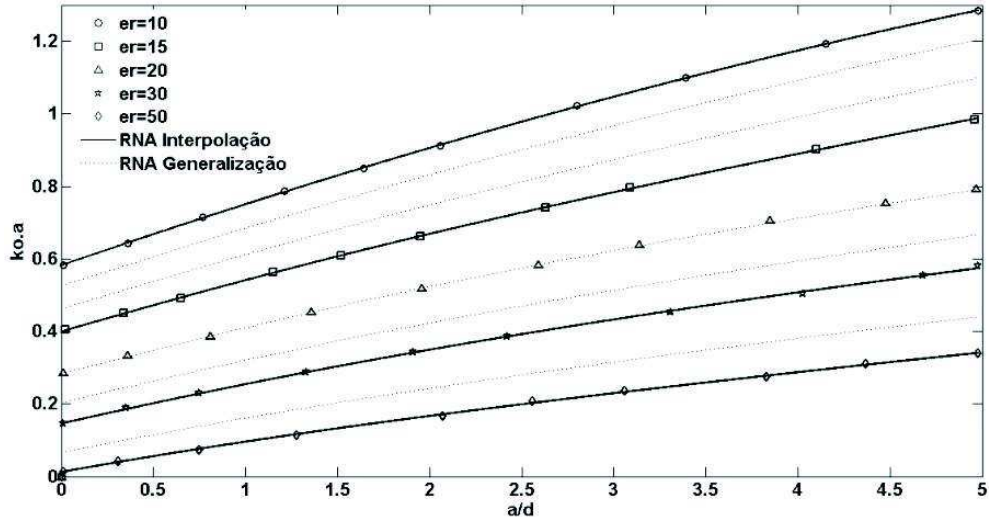


Figura 6.1: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem da frequência de ressonância do modo TE_{01} .

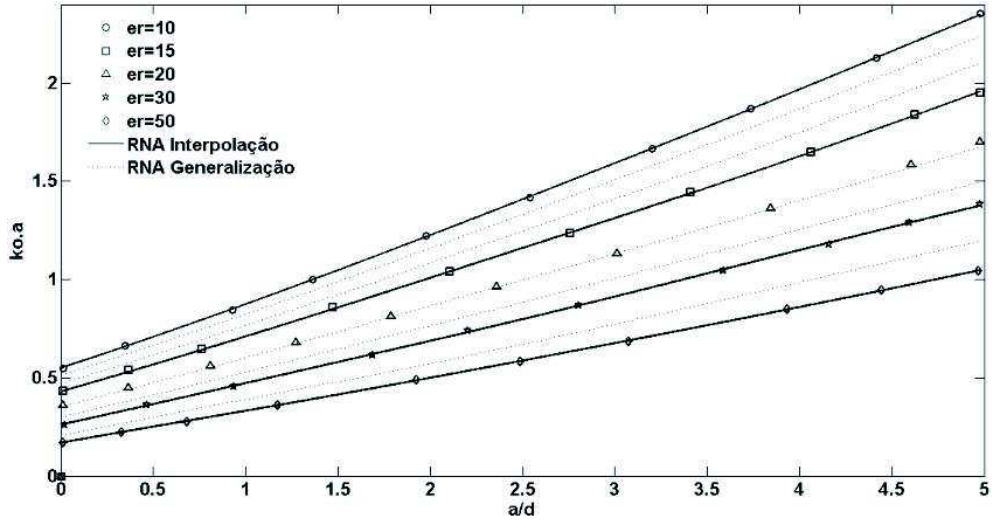


Figura 6.2: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem da frequência de ressonância do modo HEM_{11} .

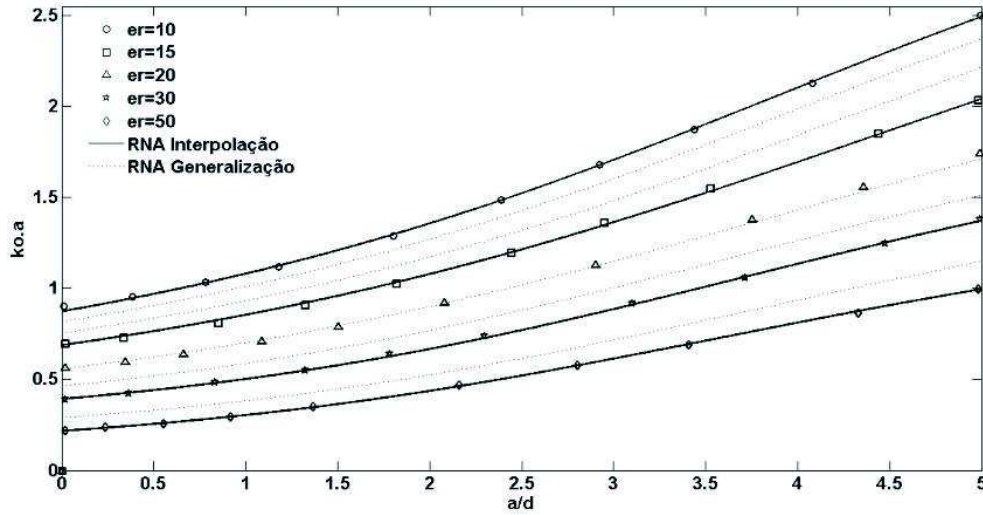


Figura 6.3: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem da frequência de ressonância do modo TM_{01} .

tor de qualidade é observada para uma razão $a/d = 1$ para o modo HEM_{11} . As Figuras 6.4 - 6.5 apresentam as respostas encontradas pela rede após o treinamento para 5000 épocas para os modos analisados, tanto para os valores utilizados durante o processo de aprendizagem da rede quanto para valores não treinados.

Por sua vez, para a modelagem do parâmetro Q para o modo TM_{01} , foi utilizada uma rede MLP com três neurônios de entrada, uma camada oculta com treze neurônios e um neurônio de saída referente ao parâmetro Q . Novamente as curvas de ϵ_r serviram de ponto de partida para obtenção do conjunto de treinamento da rede neural. Para isto foram utilizadas as curvas dos resultados referentes ao $\epsilon_r = [15, 25, 30 \text{ e } 40]$, com uma amostragem de 10 pontos por curva, totalizando 40 pontos como conjunto de treinamento. A curva referente ao parâmetro $\epsilon_r = 20$, foi utilizado para teste e validação do modelo neural proposto. Para a modelagem desse parâmetro, novamente variou-se a razão a/d bem como a permissividade elétrica do material que constitui o ressoador para obtenção do fator de qualidade. Observa-se desse resultado um aumento considerável do fator de qualidade até aproximadamente uma razão $a/d = 1,3$, a partir daí ocorrendo uma queda acentuada no valor do parâmetro. A Figura 6.6 apresenta a resposta encontrada pela rede após o treinamento para 10000 épocas para o modo analisado, tanto para os valores utilizados durante o processo de aprendizagem quanto para valores não treinados pela rede neural.

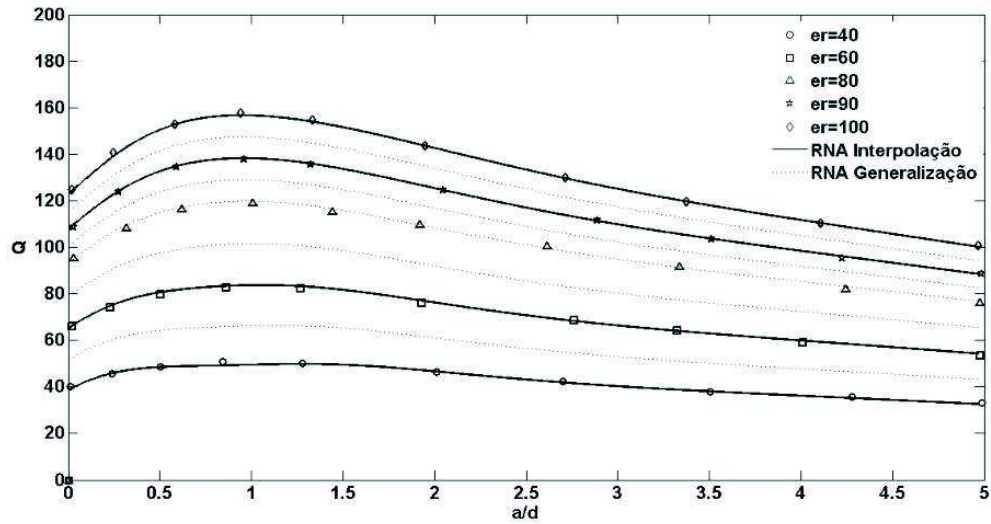


Figura 6.4: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 80$) para a modelagem do fator de qualidade do modo TE_{01} .

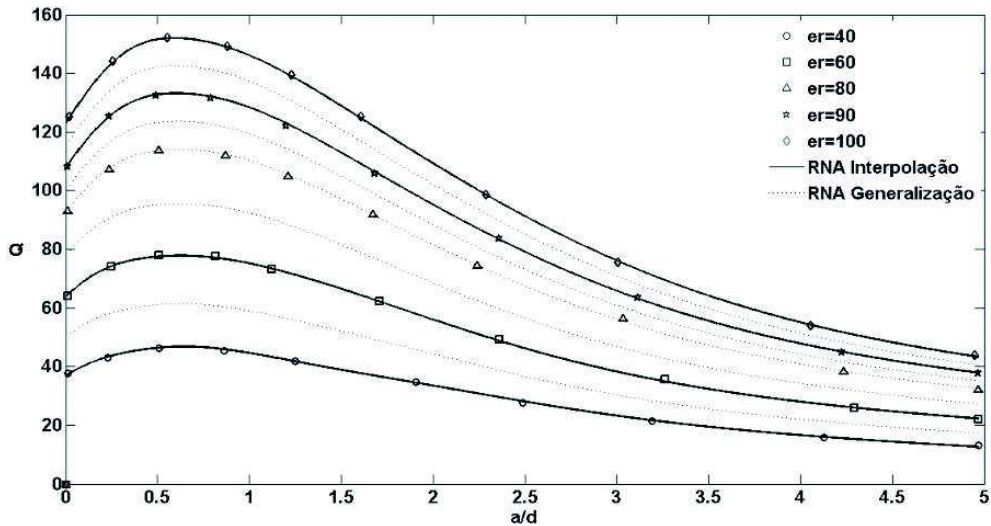


Figura 6.5: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 80$) para a modelagem do fator de qualidade do modo HEM_{11} .

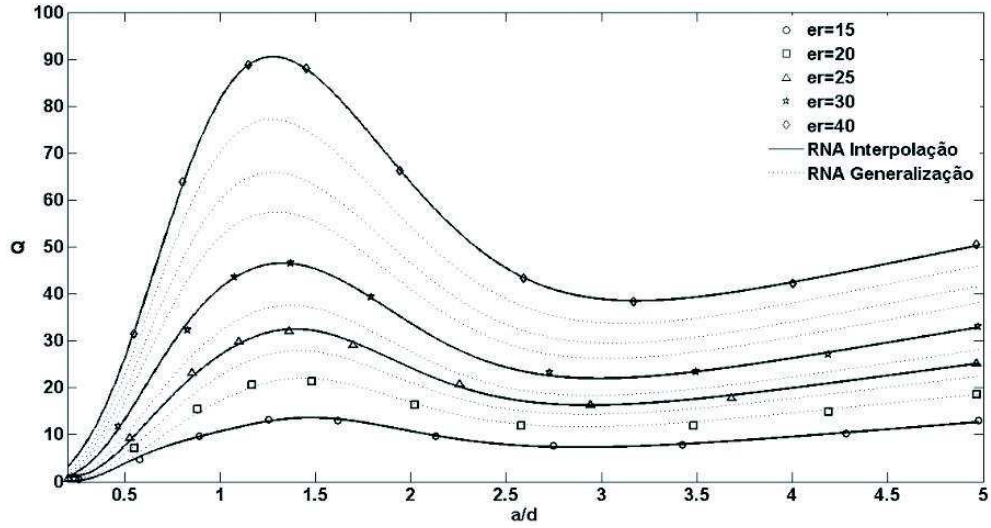


Figura 6.6: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 20$) para a modelagem do fator de qualidade do modo TM_{01} .

Tabela 6.1: Erro médio quadrático na modelagem das DRA cilíndricas.

Modo	$\kappa_0 a$		Fator Q	
	Erro	Épocas	Erro	Épocas
TE_{01}	$3,65 \times 10^{-5}$	3500	$4,43 \times 10^{-5}$	5000
HEM_{11}	$3,76 \times 10^{-5}$	3500	$3,21 \times 10^{-5}$	5000
TM_{01}	$4,14 \times 10^{-5}$	3500	$2,18 \times 10^{-5}$	10000

6.3 Modelos Neurais de Antenas DRA Retangulares

Para análise e criação de modelos neurais dos parâmetros eletromagnéticos associados as antenas DRA retangular, partiu-se de um estudo realizado por Lueng et al. (2003) [31] que analisou a influência da relação W_r/d no comportamento da frequência de ressonância de antenas DRA retangulares para diferentes razões, tais como: $L_R = d$, $L_R = 2d$, $L_R = 4d$ e $L_R = 0,5d$. A frequência normalizada para uma DRA retangular é obtida diretamente da Equação (2.17) sendo dado por:

$$F_n = \frac{2\pi L_r F_r \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (6.1)$$

Um estudo similar foi realizado, em que o autor verificou a influência da relação W_r/d no comportamento do fator de qualidade de um DRA retangular, baseado na Equação

(2.47). O objetivo desse modelamento é criar um modelo capaz de generalizar a influência dessas razões no comportamento da frequência de ressonância e do fator de qualidade das antenas DRA retangulares. Novamente o algoritmo utilizado foi o *Resilient Back-propagation* para treinamento das redes do tipo MLP com três camadas. A Tabela 6.2 apresenta o erro médio quadrático na fase de treinamento para uma determinada quantidade de épocas de treinamento para os diferentes parâmetros modelados de uma DRA retangular.

6.3.1 Modelagem Neural da Frequência de Ressonância de uma DRA Retangular

Para a modelagem da frequência de ressonância de uma DRA retangular foi utilizada uma rede MLP com três neurônios de entrada, uma camada oculta com dez neurônios e um neurônio de saída referente ao parâmetro frequência normalizada (F_n) a ser modelado. Para isto foram utilizadas as curvas dos resultados referentes as relações de: $L_r = 4d$, $L_r = 2d$ e $L_r = 0,5d$, com uma amostragem de 10 pontos por curva, totalizando 30 pontos como conjunto de treinamento para 3500 épocas. A curva referente a relação $L_r = d$ foi utilizado para teste e validação do modelo neural proposto. Para a modelagem desse parâmetro, variou-se a razão dos parâmetros W_r/d do ressoador.

Observa-se desse resultado uma queda suave na frequência de ressonância do ressoador até aproximadamente uma relação de $W_r/d = 1$, após isso, verifica-se uma tendência a uma constante no valor da frequência para valores maiores na relação W_r/d . A Figura 6.7 apresenta a saída da rede neural após o treinamento, tanto para os valores utilizados durante o processo de aprendizagem quanto para valores não treinados pela rede. É possível constatar um bom aprendizado da rede neural e uma boa capacidade de generalização do modelo neural proposto para a frequência de ressonância da DRA retangular dentro da região de interesse analisada.

6.3.2 Modelagem Neural do Fator de Qualidade

Para a modelagem do parâmetro Q de um ressoador retangular, foi utilizada uma rede MLP com três neurônios de entrada, uma camada oculta com doze neurônios e um neurônio de saída referente ao parâmetro Q normalizado (Q_e). Para isto foram utilizadas as curvas dos resultados referentes ao $\epsilon_r = [10, 20 \text{ e } 100]$, com uma amostragem de 10 pontos por curva, totalizando 30 pontos como conjunto de treinamento. A curva referente ao parâmetro $\epsilon_r = 40$, foi utilizado para teste e validação do modelo neural. Para a mo-

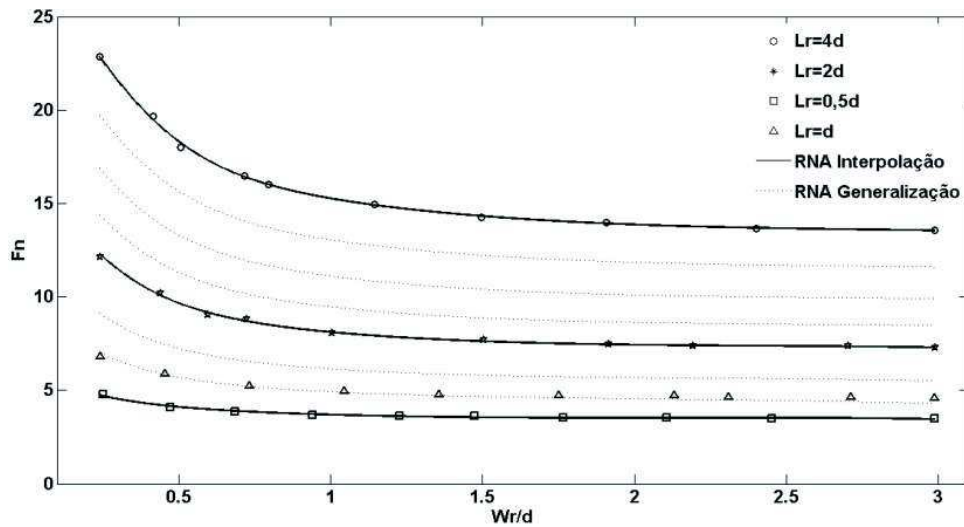


Figura 6.7: Resposta da rede ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento (curva de $L_r = d$) para a frequência de ressonância do DRA retangular.

delagem desse parâmetro, variou-se a razão W_r/d bem como a permissividade elétrica do material que constitui o ressoador. Observa-se dos resultados das saídas da rede neural (Figuras 6.8 - 6.11) que para a primeira situação onde $L_r = 0,5d$ ocorre um aumento no fator de qualidade até uma relação de $W_r/d = 0,5$, após esse valor, verifica-se uma queda suave no fator de qualidade tendendo a zero. Por outro lado, para as demais curvas generalizadas pelo modelo neural proposto, o mesmo efeito de aumento do fator de qualidade ocorre até uma relação de $W_r/d = 0,55$ para $L_r = d$ e $W_r/d = 1$ para $L_r = 2d$ e $L_r = 4d$, após esse valor, ocorre novamente uma queda no fator de qualidade do ressoador comprovado pelo comportamento suave das curvas. Em que, se observa um bom aprendizado da rede neural e uma boa capacidade de generalização obtida na faixa de interesse investigada.

Tabela 6.2: Erro médio quadrático na modelagem da DRA retangular.

Curvas	Fator Q	
	Erro	Épocas
$L_r = 0,5d$	$4,11 \times 10^{-5}$	3500
$L_r = d$	$3,63 \times 10^{-5}$	5000
$L_r = 2d$	$3,20 \times 10^{-5}$	5000
$L_r = 4d$	$3,05 \times 10^{-5}$	5000

O próximo capítulo apresenta as conclusões deste trabalho, em que são discutidos os

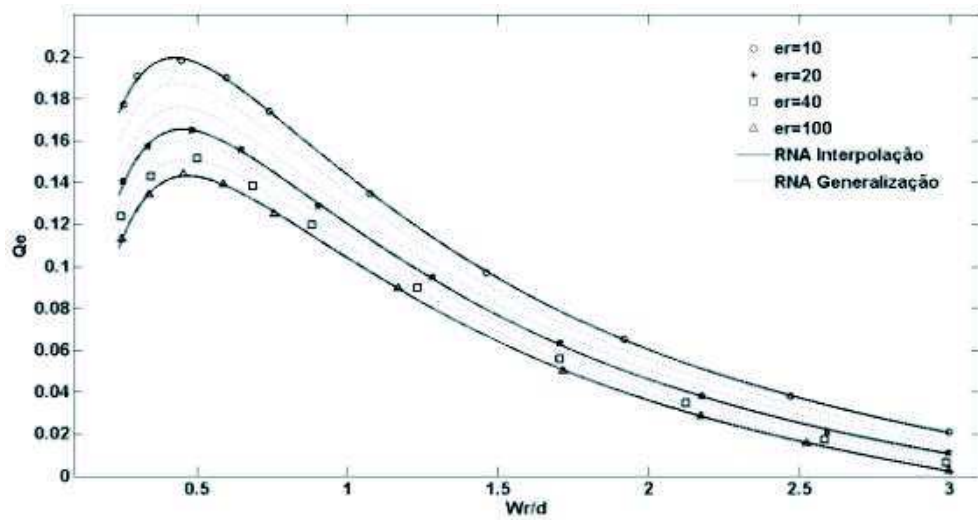


Figura 6.8: Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = 0,5d$.

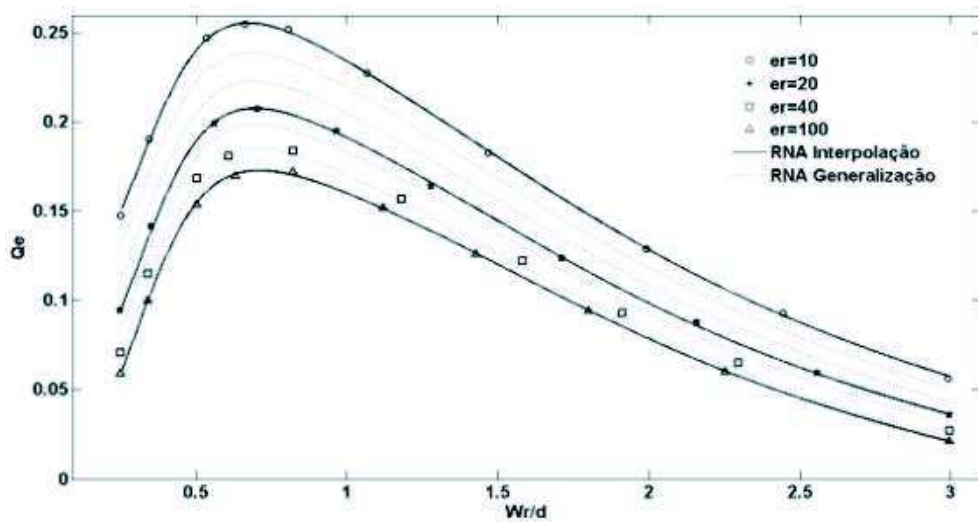


Figura 6.9: Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = d$.

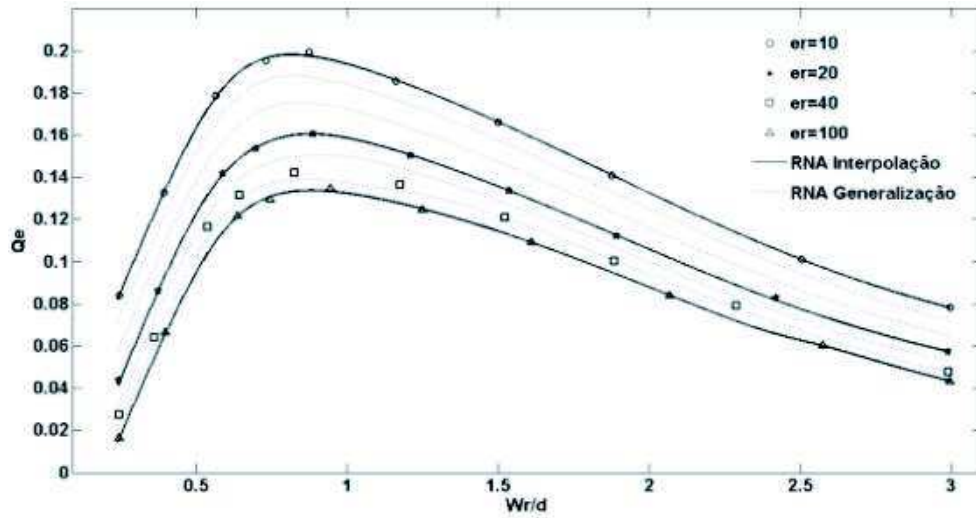


Figura 6.10: Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = 2d$.

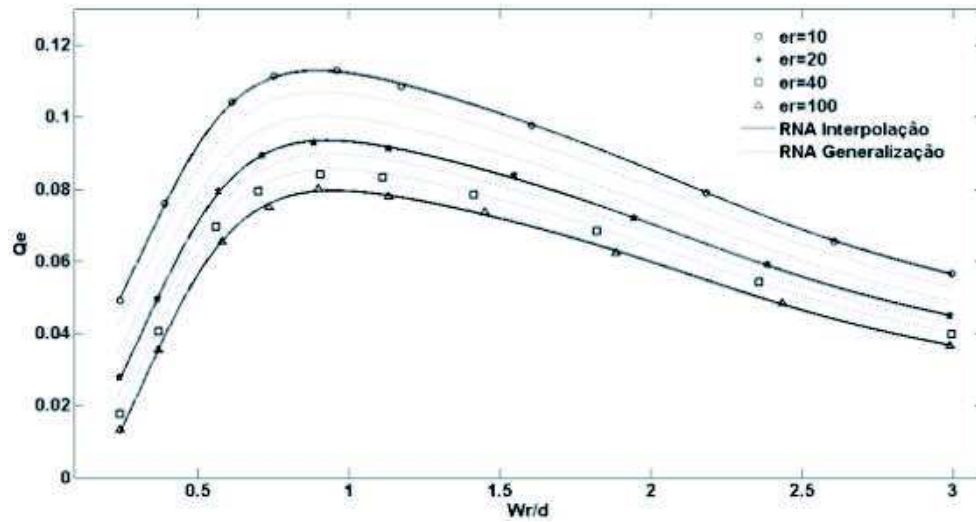


Figura 6.11: Saída da rede neural ao conjunto de treinamento imposto e a um padrão não utilizado no treinamento ($\epsilon_r = 40$) para $L_r = 4d$.

resultados apresentados para as antenas *patches* e os ressoadores dielétricos propostos neste trabalho. Também sugestões para futuros trabalhos relacionados à essa linha de pesquisa relacionado a aplicações de materiais de alta constante dielétrica em circuitos e/ou dispositivos que operam na região das micro-ondas ou até mesmo na faixa de frequências que compreende as ondas milimétricas são apresentados.

Capítulo 7

Conclusões

Nesta tese, foi proposta a utilização de materiais cerâmicos nanoestruturados de alta constante dielétrica como uma alternativa voltada para para projeto de antenas *patches* e/ou antenas DRA com dimensões reduzidas. Os compostos cerâmicos utilizados neste trabalho, foram sintetizados por três diferentes técnicas: i) mistura convencional de óxidos; ii) método pechini e iii) método da reação de combustão. Os materiais produzidos apresentaram baixas perdas dielétricas e magnéticas, bem como alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 10$), o que os tornam bastante interessantes e propícios a aplicações em altas frequências, mais precisamente na região das micro-ondas. Os diferentes compostos analisados neste trabalho foram devidamente caracterizados por difração de raios X, os difratogramas obtidos foram refinados pelo método de Rietveld para a identificação das fases dos mesmos, além disso, tiveram suas estruturas morfológicas analisadas por microscopia eletrônica de varredura. As altas constantes dielétricas apresentadas pelos materiais, os tornam candidatos em potencial a reduzir as dimensões dos circuitos e dispositivos de micro-ondas, sejam eles antenas, filtros, acopladores, etc.

As antenas *patches* projetadas nesta tese sobre diferentes materiais cerâmicos apresentaram redução em suas dimensões quando comparados a uma antena *patch* convencional operando em 2,40 GHz proposta em [15]. Em que, obteve-se uma redução de até 66,3% para a antena *patch* de Titanato de Bário, 56% para a antena *patch* de Titanato de Cálcio, 54,6% para a antena *patch* de Titanato de Zinco e 72,2% para a antena *patch* de Titanato de Zircônia. Outras estruturas de antenas, por exemplo, as antenas DRA com três diferentes geometrias (cilindro, disco e retângulo) também foram projetadas e excitadas por três diferentes técnicas: i) linha de microfita; ii) acoplamento por abertura e iii) acoplamento indutivo. As antenas tiveram seus diversos parâmetros eletromagnéticos medidos e simulados dentro da faixa de frequências compreendida entre 1 - 14 GHz. Observou-se um bom desempenho para as estruturas propostas, com ampla largura de banda (alguns protótipos caracterizando-se como UWB), com uma boa concordância entre os resultados

experimentais e numéricos, com boas características de radiação e sem perda de desempenho conforme mostrados nos diagramas de radiação. Todas as estruturas propostas neste trabalho mostraram-se bastante compactas, podendo também ser uma boa escolha visando futuras aplicações em dispositivos portáteis, ou ainda em sistemas de comunicação *wireless* (WLAN) que necessitem de baixo perfil.

O uso da técnica *inset-fed* no projeto das antenas *patches*, bem como a investigação realizada na distância de *offset* (x) para as antenas DRA, permitiram a obtenção de um melhor casamento de impedância para as estruturas, como pode ser comprovado pelas baixas perdas de retorno obtidas dos resultados apresentados, como também pelos resultados medidos das impedâncias de entrada traçados nas cartas de Smith, validando, dessa forma, a técnica de projeto/otimização utilizada.

Este trabalho apresentou também uma modelagem por meio da técnica de redes neurais artificiais (RNA) dos dispositivos de micro-ondas propostos. A motivação para a utilização de RNA surgiu da necessidade de encontrar soluções simples e eficazes para problemas de difícil tratamento matemático, a partir de modelos que possam generalizar o comportamento do dispositivo dentro de uma região de interesse investigada, a exemplo dos modelos apresentados neste trabalho. Os modelos neurais propostos, aliado a técnicas de otimização, podem perfeitamente auxiliar na busca por soluções ótimas para diferentes parâmetros eletromagnéticos associados aos dispositivos analisados. Na modelagem das antenas, foram utilizadas as redes MLP, treinadas pelo algoritmo *resilient backpropagation*. Os resultados alcançados demonstraram uma boa capacidade de aprendizado da técnica, uma vez que foram efetuadas validações das redes implementadas por meio de dados não treinados pela rede, obtidos dentro da região de interesse analisada. Para o treinamento das redes utilizadas, optou-se por utilizar soluções analíticas propostas em [24], [31].

No que diz respeito à arquitetura da rede com relação à quantidade de neurônios ocultos e épocas de treinamento, as estruturas de RNA propostas nesse trabalho, foram obtidas por meio de uma série de simulações visando à minimização do erro médio quadrático na fase de treinamento da rede neural, garantindo assim um bom aprendizado e uma boa capacidade de generalização dentro de uma região de interesse para os modelos neurais propostos. Como pode ser visualizado nos resultados apresentados, houve uma boa eficiência da aplicação de redes neurais artificiais na análise/resolução de parâmetros associados às antenas DRA, uma vez que todos os resultados apresentados nesta tese apresentaram precisão e velocidade de resposta muito boa. A rede foi capaz de aprender ao conjunto de dados imposto a ela, aplicando e generalizando o conhecimento adquirido de forma eficiente dentro da região de interesse ao qual está inserida. Uma vez treinada adequa-

mente por meio de um conjunto de dados representativos do problema a ser investigado, a resposta da rede após a fase de treinamento é da ordem de 10^{-2} segundos.

Como sugestão para futuros trabalhos relacionados com a linha de pesquisa em materiais nanoestruturados aplicados a dispositivos de micro-ondas, destacam-se:

- Compostos a base de Zircônia com diferentes estequiometrias.
- Compostos a base de Ferritas de Colbato, também com diferentes estequiometrias.
- Aplicações de materiais cerâmicos em filtros seletivos em frequências.
- Aplicações em acopladores e/ou circuladores de micro-ondas.
- Aplicações em antenas *patches* e antenas DRA com outras geometrias.
- Outras técnicas de excitação podem ser investigadas no auxílio a melhorar o desempenho das antenas, a exemplo, guia de onda coplanar (CPW) e Probe coaxial.
- Análise através do método FDTD para uma caracterização precisa dos dispositivos.
- Utilização de algoritmos de otimização natural, para análise e otimização de parâmetros de antenas e/ou filtros fabricados sobre materiais cerâmicos.

Referências Bibliográficas

- [1] G. A. Deschamps, *Microstrip Microwave Antennas*, III USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [2] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Boston, USA: Artech House, Inc., 2001.
- [3] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Boston, USA: London, UK: Artech House, 2003.
- [4] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*, London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna theory-analysis and design*, New York, USA: John Wiley and Sons, Inc., 2nd. ed., 1997.
- [6] T. K. Lo, C. Ho, Y. Hwang, E. Lam, E. Lee, *Miniature aperture-coupled microstrip antenna of very high permittivity*. Electronics Letters, Vol. 33, pp. 9-10, 1997.
- [7] R. A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, Norwood, MA, 1996.
- [8] H. Y. E. Wang, M. J. Lancaster, *Aperture-coupled thin-film superconducting meander antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.47, pp. 829-836, 1997.
- [9] S. Berger, *Trasac. India Inst. Metals*, 58, 6, 1141, 2005.
- [10] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, *Input Impedance of Microstrip Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-30, NO. 4, pp. 645-650, 1982.
- [11] B. Nauwelaers, A. Van De Capelle, *Surface Wave Losses of Rectangular Microstrip Antennas*, Eletronics Letters, Vol. 25, NO. 11, pp. 696-697, 1989.

- [12] D. H. Schaubert and D. M. Pozar, *Effect of Microstrip Antennas Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, NO. 6, pp. 677-682, 1989.
- [13] D. Singh, P. Gardner and P. S. Hall, *Miniaturised microstrip antenna for MMIC applications*, Electronics Letters, Vol. 33, NO. 22, pp. 1830-1831, 1997.
- [14] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. T. Williams and S. A. Long, *The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-Fed Patch Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, NO. 1, pp. 45-47, 2001.
- [15] E. E. C. de Oliveira, P. H. da F. Silva, A. L. P. S. Campos, and S. G. da Silva, *Overall Size Antenna Reduction Using Fractal Elements*, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, NO. 3, pp. 671-675, 2009.
- [16] E. E. C. de Oliveira, P. H. da F. Silva, A. L. P. S. Campos, and A. G. D' Assunção, *Small-size quasi-fractal patch antenna using the Minkowski curve*, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, pp. 805-809, 2010.
- [17] E. O. Hammerstad, *Equations for Microstrip Design*, Proceedings of Fifth European Microwave Conference, pp. 268-272, 1975.
- [18] S. M. Wentworth, *Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia*, LTC, 2006.
- [19] R. D. Richtmyer, *Dielectric resonators*, J. App. Phy. Vol. 10, pp. 391-398, June 1939.
- [20] H. Y. Yee, *Natural resonant frequencies of microwave dielectric resonators*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-13, pp. 256-258, March 1965.
- [21] R. A. Kranenburg, A. S. Long, *Microstrip transmission line excitation of dielectric resonator antennas*, Electronics Letters, Vol. 24, No. 18, pp. 1156-1157, 1988.
- [22] R. A. Kranenburg and S. A. Long, *Coplanar Waveguide Excitation of Dielectric Resonator Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 39, No. 1, pp. 119-122, 1990.
- [23] Y. Ge and K. P. Esselle, *The Analysis of A Rectangular Dielectric Resonator Antenna Using the Method of Moments*, Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 3, pp. 1454-1457, 2000.

- [24] A. Petosa and S. Thirakoune, *Frequency tunable Rectangular Dielectric Resonator Antenna*, Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1-4, 2009.
- [25] Y. Ge and K. P. Esselle, *A Dielectric Resonator Antenna for UWB Applications*, Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1-5, 2009.
- [26] A. A. Abumazwed and A. Sebak, *Compact DRA for Broadband Wireless Applications*, Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1-4, 2009.
- [27] R. K. Mongia, *Reduced size metallized dielectric resonator antennas*, IEEE Antennas and Propagation International Symposium/URSI, Digest, 2202-2205, Montreal, Canada, July, 1997.
- [28] A. Petosa, *Dielectric resonator Antenna Handbook*, Norwood, MA: Artech House, 2007.
- [29] A. A. Kishk, *Tetrahedron and Triangular Dielectric Resonator Antenna with Wide-band Performance*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4, pp. 462-465, June, 2002.
- [30] R. K. Mongia, and A. Ittipiboon, *Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 9, pp. 1348-1356, September, 1997.
- [31] K. M. Luk and K. W. Leung, *Dielectric Resonator Antennas Handbook*, Baldock, England, Research Studies Press LTD, 2003.
- [32] T. V. Anuradha, S. Ranganathan, T. Mimani and K. C. Patil, *Combustion Synthesis of Nanostructured Barium Titanate*, v.44, p.22372241, 2001.
- [33] A. C. F. M. Costa, *Síntese Por Reação de Combustão, Sinterização e Caracterização de Ferritas Ni-Zn*. Tese de doutorado, DEMA-UFSCar, 2002.
- [34] F. Portela, L. Gama, J. B. L. Oliveira, R. H. G. A. Kiminami and A. C. F. M. Costa, *Influence of the Addition of Cu on the Synthesis and Powders Characteristics of $Ni_{0.5-x}Cu_xZn_{0.5}Fe_2O_4$ Ferrites*.
- [35] R. H. G. A. Kiminami, D. C. Folz and D. E. Clark, *Microwave synthesis of alumina powders*, Ceramic Bulletin, v. 70, n. 3, p. 63-67, 2000.

- [36] S. R. Jain, K. C. Adiga and V. Verneker, *A new approach to thermo chemical calculations of condensed fuel - oxider mixture*, *Combustion and Flame*, v. 40, p. 71-79, 1981.
- [37] A. M. Segadães, M. R. Morelli and R. H. G. A. Kiminami, *Combustion synthesis of aluminum titanate*, *Journal of the European Ceramic Society*, v. 18, p. 771-781, 1998.
- [38] D. A. FUMO, *Cimentos em betões refratários LCC e ULCC: Síntese mecanismos de hidratação e interação com os microenchedores*. Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Cerâmica e Vidro, Universidade de Aveiro, 1997.
- [39] P. A. Lessing, *Mixed-cation oxide powders via polymerization precursors*, *Ceramic Bulletin*, p. 785, 1989.
- [40] E. R. Leite, C. M. G. Souza, E. E. Longo and J. A. Varela, *Influence of Polymerization on pH Synthesis of SrTiO₃: Part I, Characteristics of the Polymeric Precursors and Thermal Composition*, *Cerâmica International*, 1995.
- [41] E. Segre, *Dos raios X aos quarks : físicos modernos e suas descobertas*, Brasília: Ed. UnB, 1987.
- [42] U. R. Lima, *Síntese e Caracterização de Nanoferritas à base de Níquel-zinco e Níquel-cobre-zinco*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2006.
- [43] F. A. P. da Cunha, *Ferritas de Níquel como Catalisadores para Reação de Combustão do Metano na Modelagem para Aplicação*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [44] A. F. Padilha, F.A. Filho, *Técnica de Análise Micro Estrutural*, Ed. Hemus, cap. 6, p. 143-161, 1985.
- [45] H. Rietveld, *Line Profiles of Neutron powder-diffraction peaks for structure refinement*, *Acta Crystallographics*, Vol.22, No. 1, pp. 151-152, January, 1967.
- [46] P. Setasuwon, N. Vaneesorn, S. Kijamnajsuk and A. thanaboonsombut *Nanocrystallization of Bi_{0,5}Na_{0,5}TiO₃ pizoeletric material*, *Science and Technology of Advanced Materials*, Vol. 6, pp. 278-281, 2005.

- [47] E. Francio, *Aplicação do Método de Rietveld para Análise Quantitativa de Fase dos Polimorfos da Zircônia por Difração de Raios X*. Dissertação de Mestrado, Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, 1999.
- [48] H. Klung and L. Alexander *X-ray diffraction procedures*, New York, USA, Wiley Ed., 1962.
- [49] J. C. Dias, M. C. Rezende, I. M. Martin, F. S. Silva, A. C. C. Migliano *Processo para obtenção de revestimentos absorvedores de microondas (2-20 GHz) à base de poliuretanos e resinas epóxi aditados com partículas de carbono e ferritas*, PI 9805581, CTA, (1998).
- [50] S. Haykin, *Redes Neurais - Princípios e Prática*, Bookman, 2001.
- [51] N. Turker, F. Gunes and T. Yildirim, *Artificial Neural Design of Microstrip Antennas*, Turk J Engin, Vol. 14, NO.3, pp. 445-453, 2006.
- [52] Q. J. Zhang and K. C. Gupta, *Neural Networks for RF and Microwave Design*, Artech House, 2000.
- [53] Q. J. Zhang, K. C. Gupta, and V. K. Devabhaktuni, *Artificial Neural Networks for RF and Microwave Design - From Theory to Practice*. IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, 51(4):1339-1350, Abr. 2003.
- [54] A. Patnaik and R. K. Mishra, *ANN Techniques in Microwave Engineering*. Microwave Magazine, IEEE, pages 55-60, Mar. 2000.
- [55] M. Riedmiller and H. Braun, *A Direct Adaptive Method for Faster Back-propagation Learning: The RPROP Algorithm*, In Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, Volume 1, pages 586-591, 1993.
- [56] J. A. Freeman and D. M. Skapura, *Neural Network - Algorithms, Applications and Programming techniques*, Addison - Wesley Publish Company, inc., 1991.
- [57] T. W. Rauber, *Redes Neurais Artificiais*. Departamento de informática - Universidade Federal do Espírito Santo, 2005.
- [58] H. Robins and S. Monro, *A Stochastic Approximation Method*. In *Annals of Mathematical Statistics*, volume 22, pages 400-407, 1951.
- [59] HFSS: High Frequency Structure Simulator Based on Finite Element Method, v. 11.0.2, Ansoft Corporation, 2007.

- [60] D. M. Sullivan, *Electromagnetic Simulation Using The FDTD Method*, IEEE Press Series on RF and Microwave Technology, New Jersey, USA, 2000.
- [61] A. Elsherbeni and V. Demir, *The Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetics with Matlab Simulations*, Scitech, North Caroline, USA, 2008.
- [62] M. N. O. Sadiku, *Elements of Eletromagnetics*, Oxford Univ. Press. Inc., New York, 3rd ed., 2001.
- [63] E. E. C. Oliveira, A. G. D' Assunção, J. B. L. Oliveira and A. M. Cabral, *Cylinder Dielectric Ressonator Antenna (BaTiO) with High Dielectric Constant*, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. A ser publicado.
- [64] E. E. C. Oliveira, A. G. D' Assunção, J. B. L. Oliveira and A. M. Cabral, *Aper-ture Coupled BaTiO3 Based Dielectric Resonator Antenna with Dual-Band*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. A ser publicado.
- [65] E. E. C. Oliveira, A. G. D' Assunção, J. B. L. Oliveira and A. M. Cabral, *Small Size Rectangular DRA Antenna Dual-Band Based in Calcium Titanate (CaTiO₃)*, Microwave and Optical Technology Letters. A ser publicado.
- [66] E. E. C. Oliveira, A. G. D' Assunção, J. B. L. Oliveira, A. M. Cabral and L. G. F. Vieira, *Small Dielectric Ressonator Antenna Basead in Nickel Ferrite*, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. A ser publicado.
- [67] E. E. C. Oliveira, A. G. D' Assunção, J. B. L. Oliveira, A. M. Cabral, L. G. F. Vieira and A. Simões, *Electrical and Magnetic Properties of High Dielectric Constant Nickel Zinc Ferrite*, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. A ser publicado.
- [68] F. Abboud, J. P. Damiano and A. Papiernik *Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD*, IEEE Proceedings, vol. 135, No. 5, pp. 323-326, october 1998.
- [69] Y. Hu, E. Lundgren, D. R. Jackson, J. T. Williams and S. A. long *A Study of the Input Impedance of the Inset-Fed Rectangular Microstrip Antenna as a Function of Notch Depth and Width*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 330-333, 2005.
- [70] K. R. Carver and J. W. Mink, *Microstrip antenna technology*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-29, pp. 2-24, 1981.

- [71] M. Ramesh, and Y. KB *Design Formula for Inset Fed Microstrip Patch Antenna*, Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 3, No. 3, pp. 5-10, December 2003.
- [72] R. C. S. Costa, *Estudo Experimental e Numérico de uma Antena Ressonadora Dielétrica Baseada em $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$ (CNLTO) e $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ (Ln=Bi(CNBTO) e Fe(CNFTO)) para Aplicações em Bluetooth*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Ceará, 2007.
- [73] J. E. M. Silva, *Síntese, análise das propriedades magnéticas da ferrita de NiMg e características de absorção de radiação*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [74] A. E. G. Moura, *Síntese, sinterização e caracterização de ferritas à base de Ni-Zn*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [75] E. Chang, S. A. Long and W. F. Richards *An Experimental Investigation of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. Ap-34, No. 6, pp. 767-772, june 1986.
- [76] E. H. Newman and P. Tulyathan *Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Methods*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. Ap-29, No. 1, pp. 47-52, january 1981.
- [77] E. R. Brinhole, *Determinação da frequência de ressonância de antenas tipo microfita retangular utilizando redes neurais artificiais*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal Paulista, 2005.
- [78] V. R. Gupta and N. Gupta, *An Artificial Neural Network Model for Feed Position of the Microstrip Antenna*, ISSN 1392-9631 Elektronika ir Elektrotechnika, NO.4, 2005.
- [79] R. K. Mishra and A. Patnaik, *Neural Network-Based CAD Model for the Design of Square-Patch Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, pp. 1890-1891, No. 12, December 1998.
- [80] I. M. Reaney and D. Iddles, *Microwave dielectric ceramics for resonators and filters in mobile phone networks*, Journal of the American Ceramic Society, Vol. 89, No. 7, pp. 2063-2072, July, 2006.

- [81] E. E. C. Oliveira, S. G. Silva, P. H. F. Silva and A. L. P. S. Campos, *Miniaturização de Antenas Patch Retangular Utilizando Contornos Fractais de Koch*, 13 SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e o 8 CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Florianópolis, 2008.
- [82] R. C. Filho, *Desenvolvimento de Substrato Cerâmico BiNbO_4 para Antenas de Microfita de Sistemas de Comunicações sem Fio*, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2010.
- [83] E. E. C. Oliveira, *Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para Aplicações em Redes WPAN/WLAN*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [84] Matlab, The Language of Technical Computing, Version 7, 2004, The Mathworks, Inc.